

KR20000011799

PUB DATE: 2000-02-25

APPLICANT : SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR]

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

WO0004728

PUB DATE: 2000-01-27

APPLICANT: SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR]



# Espacenet

## Bibliographic data: KR 20000011799 (A)

---

### PACKET DATA PROCESSING DEVICE FOR MOBILE COMMUNICATION SYSTEM AND METHOD THEREOF

**Publication date:** 2000-02-25  
**Inventor(s):** PARK JIN SU [KR]; KIM YOUNG GI [KR]; JEONG JOONG HO [KR] ±  
**Applicant(s):** SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR] ±  
**Classification:**  
- international: **H04Q7/32; (IPC1-7): H04Q7/32**  
- European:  
**Application number:** KR19990029029 19990716  
**Priority number (s):** KR19990029029 19990716; KR19980028975 19980716; KR19980032352 19980805; KR19980033360 19980814

### Abstract of KR 20000011799 (A)

**PURPOSE:** A packet data processing device for mobile communication system and the method thereof are provided to maximize the data throughput in the packet service by transmitting data in prior order according to the channel status and service quality in hand-off. **CONSTITUTION:** The packet data processing device for mobile communication system comprises: a channel status information receiver(203) receiving channel status information related to forward channels from plural mobile stations; a supplemental channel transmission controller(205) deciding the data transmission ratio of said respective mobile station by said channel status information; and a supplemental channel transmitter(209) transmitting the data to be transmitted to said mobile station in said decided data transmission ratio.

Last updated: 26.04.2011 Worldwide Database 5.7.23; 92p

(19)대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl. 6  
H04Q 7/32

(11) 공고번호 특2000-0011799  
(24) 등록일자

(21) 출원번호	10-1999-0029029	(43) 공개일자	2000년02월25일
(22) 출원일자	1999년07월16일		
(30) 우선권주장	1019980028975 1998년07월16일 대한민국(KR)		
(73) 특허권자	삼성전자 주식회사 윤종용 경기도 수원시 팔달구 매탄3동 416		
(72) 발명자	박진수 서울특별시서초구반포4동70-1 한신서래아파트3동606호 김영기 서울특별시강남구대치동선경아파트12-1401 정중호 서울특별시서초구잠원동63-34잠원한신로알아파트1동110호		
(74) 대리인	이건주		

심사관 :

(54) 이동통신시스템의패킷데이터처리시스템및 방법

요약

본 발명은 이동통신시스템의 데이터 처리 시스템 및 방법에 관한 것으로, 특히 무선 패킷 데이터 서비스 시 기지국들과 이동국들 간의 무선 채널상태 및 데이터 서비스 종류에 따라 송신 전력 또는 데이터 전송률을 달리하여 패킷 데이터를 전송하는 이동통신시스템의 패킷 서비스 시 패킷 데이터를 처리하기 위한 시스템 및 방법에 관한 것이다. 상기 본 발명에 따른 이동통신시스템의 패킷 서비스 시 데이터 처리방법에 있어서, 이동국이 해당 기지국의 기지국 신호로부터 채널 상태를 추정하여 상기 기지국으로 채널 상태 정보를 전송하고, 상기 기지국이 다수의 이동국으로부터 수신되는 채널 상태 정보를 수신하고 상기 채널 상태 정보에 따라 송신 전력 및 데이터 전송률을 할당하여 해당 이동국으로 패킷 데이터를 전송한다.

대표도

도2

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야 종래기술

본 발명은 이동통신시스템의 데이터 처리방법에 관한 것으로, 기지국과 이동국간의 채널 상태와 서비스 품질 상태에 따라 전력 및 데이터 전송률을 달리 할당하여 데이터를 처리하는 방법에 관한 것이다.

일반적으로 IS-95는 실시간을 요하는 음성데이터를 서비스한다. 상기 음성데이터 서비스를 서킷 서비스(Circuit Service)라 한다. 상기 서킷 서비스는 입력되는 서킷 데이터를 연속적으로 전송한다. IMT-2000과 같은 이동통신시스템은 고속의 데이터 전송률을 지원하므로써 영상, 화상 등의 데이터량이 많은 데이터를 부가채널을 통해 패킷 데이터 서비스를 제공한다. 상기 서킷 서비스가 연속적인 음성데이터를 제공하는 반면 패킷 데이터의 경우 데이터가 불연속적으로 버스티(Bursty)한 성질을 가진다. 또한 음성 서비스의 경우 채널 상태에 상관없이 모든 사용자에게 지연 없는 동일한 서비스를 제공해야 하는 반면, 데이터 서비스의 경우 사용자 별로 다른 데이터 전송 요구를 만족하며 전체 처리량을 최대화하는 것이 목적이 된다. 위와 같은 요구 사항을 만족하기 위해 음성 서비스의 경우 채널 상태가 나쁜 이동국에 대해 더 많은 전력을 사용하도록 해야 하는 반면, 데이터 서비스의 경우 같은 방법으로는 데이터 처리량을 최대화하지 못한다.

상기와 같이 연속해서 데이터를 처리하여 전송하는 서킷 서비스의 데이터 처리방식을 불연속적으로 데이터를 서비스하는 패킷 서비스에 적용할 경우 패킷 데이터의 전송률을 극대화하지 못하므로써 데이터 처리 효율이 떨어지고 채널 효율이 떨어지는 문제점이 있었다.

또한 핸드오프 시에도 동일한 문제가 발생한다. 다시 말하면, 서킷(Circuit) 서비스를 제공하는 기존의 이동통신시스템에서의 핸드오프 방법은 핸드오프에 관련되는 두 개 이상의 기지국으로부터 동시에 송신되는 동일한 데이터를 결합하거나 선택하는 방법이 사용된다. 이를 패킷 서비스에 그대로 적용하려 할 경우 채널 상태에 따라 적응적으로 데이터 전송률을 극대화하지 못하여 패킷 처리량이 저하되는 문제가 발생한다. 따라서 패킷 데이터 서비스를 제공하기 위해서는 데이터 전송 및 핸드오프 방법이 패킷 데이터 전송 특성에 맞도록 재설계 되어야 한다. 특히 기지국에서의 이동국에 대한 순방향 전력 할당과 기지국을 경유하는 데이터 경로 설정을 위한 방법이 요구된다.

### **발명이 이루고자하는 기술적 과제**

따라서 본 발명의 목적은 이동통신시스템의 패킷데이터 통신 시 이동국이 기지국에서 송신되는 기지국 신호로부터 해당 채널의 상태를 추정하여 채널 상태 정보를 기지국으로 전송하고, 기지국이 상기 채널 상태 정보를 수신하여 채널 상태가 좋은 이동국에 높은 전력을 할당하여 데이터를 전송하는 패킷데이터 통신 시 데이터 처리방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 이동통신시스템의 패킷데이터 통신 시 이동국이 기지국에서 송신되는 기지국 신호로부터 해당 채널의 상태를 추정하여 채널 상태 정보를 기지국으로 전송하고, 기지국이 상기 채널 상태 정보를 수신하여 채널 상태가 좋은 이동국에 높은 데이터 전송률로 데이터를 전송하는 패킷데이터 통신 시 데이터 처리방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 이동국이 기지국으로 채널 상태 정보를 송신하고, 이에 응답하여 기지국으로부터 데이터 전송률 정보를 나타내는 데이터 전송률 지시자를 포함하는 데이터를 수신하여 가변되는 데이터 전송률에 빠르게 응답하는 패킷데이터 통신 시 데이터 처리방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 이동통신시스템의 패킷데이터 통신 시 이동국이 서비스 받고 있는 데이터의 종류에 따른 가중치에 의해 데이터 전송률 및 전력을 결정하여 상기 패킷 데이터를 전송하는 패킷데이터 통신 시 데이터 처리방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 이동통신시스템의 핸드오프 시 패킷데이터의 처리량을 최대화 하기 위해 기지국 제어기가 핸드오프에 관련되는 기지국으로 서로 다른 데이터를 전송하고, 기지국이 채널 상태 정보를 입력받아 채널 상태가 좋은 경우에만 패킷데이터를 이동국으로 송신하는 패킷데이터 통신 시 데이터 처리방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 이동통신시스템의 핸드오프 시 패킷데이터의 처리량을 최대화 하기 위해 기지국 제어기가 핸드오프에 관련되는 기지국으로 동일한 데이터를 전송하고, 기지국이 채널 상태 정보를 입력받아 채널 상태가 좋은 경우에만 패킷데이터를 이동국으로 송신하는 패킷데이터 통신 시 데이터 처리방법을 제공함에 있다.

상기한 목적을 달성하기 위해서 본 발명은 네트워크, 기지국 제어기와, 기지국과, 이동국으로 구성되는 이동통신시스템의 패킷 서비스에서의 데이터 처리량 최대화 방법에 있어서, 상기 이동국으로 제공되는 데이터 발생 시 상기 기지국 제어기가 상기 네트워크를 통해 상기 데이터를 수신하고, 핸드오프 시 상기 데이터를 상기 이동국의 핸드오프에 관련하는 적어도 두 개 이상의 기지국으로 전송하는 제1과정과, 상기 기지국 제어기로부터 데이터를 전송 받은 각 기지국이 상기 이동국에서 주기적으로 보고하는 채널 상태 정보에 따라 상기 이동국으로의 데이터 전송률을 판단한 다음, 데이터 전송률이 결정되면 상기 이동국으로 상기 데이터를 전송하는 제2과정과, 상기 이동국이 상기 기지국으로부터 순방향 채널을 통해 기지국 신호를 수신하고, 주기적으로 상기 신호로부터 상기 순방향 채널에 대한 채널 상태를 상기 각 기지국으로 보고한 다음, 상기 각 기지국으로부터 데이터를 수신하는 제3과정으로 이루어짐을 특징으로 한다.

### **발명의 구성 및 작용**

이하 본 발명에 따른 바람직한 실시 예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 우선 각 도면의 구성요소들에 참조부호를 부가함에 있어서, 동일한 구성요소들에 한해서는 비록 다른 도면상에 표시되더라도 가능한 한 동일한 부호를 가지도록 하고 있음에 유의해야 한다. 그리고 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지 기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우 그 상세한 설명을 생략한다.

본 발명은 패킷 데이터의 처리량을 최대화 하기 위해 이동국이 기지국으로부터 수신되는 기지국 신호를 수신하여 상기 기지국 신호로부터 상기 기지국과의 채널 상태를 검출하고 이에 대한 채널 상태 정보를 기지국으로 송신한다. 기지국은 다수의 이동국으로부터 상기 채널 상태 정보를 각각 수신하여 채널 상태에 따라 데이터 전송률에 차등을 두어 패킷 데이터를 전송한다. 이를 도2를 참조하여 구체적으로 설명한다.

도2는 이동국이 패킷 서비스 시 기지국으로 순방향 채널 상태를 보고함을 나타내고 있는 도면이다. 상기 순방향 채널은 파일럿 채널 또는 트래픽 채널이 될 수 있다. 상기 파일럿 채널은 기지국이 이동국으로 파일럿 신호를 전송하는 공통채널로, 이동국이 연속





Kbps	20ms	5ms	1.25ms
9.6	192	48	12
19.2	384	96	24
38.4	768	192	48
76.8	1536	384	96
153.6	3072	768	192
307.2	6144	1536	384

이하에서는 두 개 이상의 기지국이 관여되는 핸드오프 방법에 대한 설명에 앞서 먼저 도2를 참조하여 각 기지국의 동작 방법을 설명한다. 상기 각 기지국은 동일한 동작을 수행하므로 도1의 기지국 105에 대해서만 설명한다.

기지국 105는 서비스하는 이동국 109, 111에게 데이터를 전송함에 있어서 패킷 데이터의 처리량(Throughput)을 최대화하기 위해 매 프레임마다 도 2에 나타난 바와 같이 이동국 109와 111로부터 해당 순방향 채널의 상태(Ch Status)를 보고 받는다. 기지국은 자신과 링크를 형성하고 있는 이동국에 채널 상태에 따라 전력 할당 및 데이터 전송률을 결정해야 한다. 이하 기지국이 각 이동국들에 대한 전력 할당 및 데이터 전송률을 결정하기 위한 방법을 설명한다. 상기 전력 할당 및 데이터 전송률을 결정하기 위한 방법에는 이하의 세 가지 방법이 있을 수 있다.

첫 번째 방법에서는 상기 해당 순방향 채널(Fwd Ch)의 상태 보고를 받은 기지국 105는 다음 프레임 동안에 채널 상태가 가장 좋은, 즉 가장 작은 전력으로 가장 높은 데이터 전송률을 얻을 수 있는 이동국에 기지국 105의 송신 전력을 집중시킨다. 예를 들어 도 2에서 이동국 109의 채널 상태가 좋다면 기지국 105는 이동국 109로 송신되는 데이터에 송신전력을 집중하여 부가(supplemental)채널로 전송한다.

상기 첫 번째 방법을 다시 한번 설명하면 기지국 105는 이동국 109, 111로부터 채널 상태를 보고(Report) 받고 이로부터 각 이동국 109, 111에 대해 1Kbps로 데이터를 보내기 위한 전력 값을 계산한다. 상기 1Kbps로 데이터를 보내기 위한 전력 값은 채널 상태를 보고하는 이동국으로부터의 전력제어비트를 누적한 값으로 구할 수 있다. 여기서 기지국 105의 총 송신 전력은 각 이동국 109, 111로의 데이터 전송률과 각 이동국 109, 111로 1Kbps로 데이터를 보내기 위한 전력 값의 곱을 모든 이동국 109, 111에 대해 합한 값과 같다. 이러한 조건하에서 기지국 105는 각 이동국 109, 111로의 데이터 전송률의 합을 최대화하도록 전력을 할당한다. 이러한 방법으로 기지국 105의 송신 전력을 이동국 109, 111에 할당하는 것은 결국 채널 상태가 가장 좋은, 즉 1Kbps로 데이터를 보내기 위한 전력 값이 최소인 이동국 109에 모든 전력을 할당하는 결과를 얻는다. 이러한 전력 할당은 매 프레임마다 새롭게 이루어진다. 수식을 써서 다시 설명하면 기지국의 전체 송신 전력이  $P_T = P_1 + P_2 + \dots + P_N$  (여기서  $P, P_2, \dots, P_N$ 은 각각 이동국1, 이동국2, ..., 이동국N으로의 전력) 이라고 할 때 목표는 각 이동국에 대한 전송률(Bit Rate)의 합  $BR(1)+BR(2)+\dots+BR(N)$  을 최대화하는 벡터  $P = \{P_1, P_2, \dots, P_N\}$ 를 찾는 것이다. 1Kbps로 데이터를 보내기 위해 요구되는 전력(또는  $E_b/N_0$ )인  $P_bR(i)$ 은 각 링크에 대해 기지국에 알려진 값이다. 이 때 각 기지국의 관점에서 처리량을 최대화하는 것은 다음 <수학식 2>에 의해 구할 수 있다.

Given

$$\sum_{i=1}^N BR(i)P_b^R(i) = P_T$$

$$\text{Maximize} \left( \sum_{i=1}^N BR(i) \right)$$

상기 <수학식 2>의 일반적인 해는  $P_bR(i)$  값이 최소가 되는  $i$  값인  $k$ 에 대해  $P_k = P_T$ 로, 나머지  $i$  값에 대해서는  $P_i (\neq k) = 0$ 으로 할당하는 것이 된다. 만약 이때 주어진 조건  $BR(k) \cdot P_bR(k) = P_T$ 를 만족하는 데이터 전송률  $BR(k)$  값이 최대 허용 데이터 전송률  $BR_{\max}$ 를 초과하면  $P_bR(i)$  값이 최소가 되는 이동국으로의 전력  $P_k$ 를  $BR_{\max} \cdot P_bR(k)$ 로 즉 데이터 전송률을  $BR_{\max}$ 로 하고 나머지 전력  $P_T - P_k$ 를  $P_bR(i)$  값이 그 다음으로 작은 이동국에 할당하면 된다.

그러나 채널 상태에 의해서만 기지국의 전력을 할당하는 경우 채널 상태가 좋은 이동국 109로의 데이터 전송률은 좋아지겠으나 채널 상태가 좋지 못한 이동국 111은 데이터 전송률이 나빠지게 된다.

이러한 점을 해결하기 위한 두 번째 방법에서는 기지국은 상기 채널 상태에 따른 전송률에 이동국의 서비스 특성에 따른 가중치(Weighting factor)  $w(i)$ 를 곱한 전송률이 최대가 되도록 전력을 할당한다. 상기 가중치는 이동국의 서비스 특성에 따른 차이를 두기 위해서 각 이동국이 요구하는 QoS(Quality of Service)에 따라 결정된다. 이는 이하 <수학식 3>에 의해 최적화될 수 있다.

Given

$$\sum_{i=1}^N BR(i)P_b^R(i) = P_T$$

$$\text{Maximize} \left( \sum_{i=1}^N w(i) BR(i) \right)$$

기지국은 이 최대화 식에 따라 전력을 할당한 후 이동국 i에 대해 할당한 전력을 사용하여 보낼 수 있는 해당 전송률  $BR(i)$  ( $BR(i) = P_i / P_bR(i)$ )로 데이터를 송신한다.

세 번째 방법에서는 기지국 105가 각 이동국에 고정 전력을 할당하고 실시간으로 모니터링되는 채널 상태에 따라 가변적으로 데이터 전송률을 설정해 준다. 순방향 채널(Fwd Ch)의 상태 보고를 받은 기지국 105는 다음 프레임 동안에 채널 상태가 좋은 이동국에는 높은 데이터 전송률로 채널 상태가 좋지 않은 이동국에는 낮은 데이터 전송률로 부가 채널을 통해 데이터를 송신한다. 예를 들어 도2에서 이동국 109의 채널 상태가 좋다면 기지국 105는 이동국 109로 높은 데이터 전송률로 데이터를 송신하고, 상기 이동국 109보다 채널 상태가 나쁜 이동국 111에는 낮은 데이터 전송률로 데이터를 송신한다.

다시 한번 설명하면, 상기 세 번째 방법에 따른 전력 할당 및 데이터 전송률 결정 방법에서는 기지국이 각 이동국에 고정된 전력을 할당한다. 예를 들어 각 이동국에 같은 전력을 할당 하는 것이다. 기지국 105는 이동국 109, 111로부터 채널 상태를 보고(Report) 받고 이로부터 각 이동국 109, 111에 대해 보낼 데이터 전송률을 계산한다. 예로서 상기 데이터 전송률은 채널 상태를 보고하는 이동국으로부터의 전력제어비트를 누적한 값과 상기 이동국에 할당된 고정 전력을 바탕으로 결정될 수 있다. 즉 구체적인 예로서 할당된 고정 전력에 비례하고 전력제어비트 누적 값에 반 비례하도록 데이터 전송률을 결정해 줄 수 있다. 여기서 전력제어비트 누적 값은 채널 상태에 따라 매 프레임 마다 갱신되는 값이므로 데이터 전송률 또한 매 프레임 마다 채널 상태에 따라 갱신된다.

기지국이 구체적으로 전송률을 결정함에 있어서, 목표 이동국에 할당된 고정 전력과 상기 목표 이동국으로부터 얻은 채널 상태 정보를 사용한다. 상기 채널 상태 정보는 공통 파일럿 세기가 될 수 있다. 상기 전송률을 액면 전송률이라하면, 이하 <수학식 4>과 같이 나타낼 수 있다.

액면 전송률 =  $K \cdot \text{전력} \cdot \text{공통파일럿 세기}$

(상기 K는 상수)

(상기 공통파일럿 세기는 상기 전력제어비트 누적 값과는 반비례하는 값이다.)

앞에서 상술한 바와 같이 기지국이 할당한 전력에 따라 이동국으로 한 프레임 동안 데이터를 전송할 때 데이터 전송률은 채널 환경에 따라 적응적으로 결정된다.

상기와 같이 데이터 전송률이 적응적으로 결정되는 경우 이동국은 가변하는 데이터 전송률을 검출하여 데이터를 수신해야 한다. 이런 이동국의 데이터 전송률 검출방법으로는 이하의 두 가지 방법을 사용할 수 있다.

첫 번째, 이동국은 가변적인 전송률의 데이터를 수신하기 위해 블라인드(Blind) 검출을 수행할 수 있다. 이동국이 블라인드 검출을 수행하는 하나의 방법은 모든 가능한 데이터 전송률에 대해 데이터 검출을 수행한 후 CRC(Cyclic Redundancy Code)가 맞는 전송률의 데이터를 선택하는 방법이다.

두 번째, 기지국이 이동국으로 데이터 전송률에 관한 정보를 순방향 채널에 실어보내는 방법을 사용할 수도 있다. 기지국은 상기 전송률 정보를 이동국에 알려주기 위해 도 19a에 나타난 바와 같이 사용자 데이터를 전송하는 부가(supplemental) 채널에 전송률 표시를 실어 보낼 수 있다. 상기 전송률 표시는 데이터 프레임 내의 정해진 위치에 삽입되는 몇 개의 전송률 표시 비트들이 될 수 있다. 이 때 상기 전송률 표시 비트들은 고정된 크기구간(전송률)으로 전송될 수 있으며 시간 다이버시티 효과를 얻기 위해 프레임 내에 분산되게 위치시킬 수 있다. 구체적으로 기지국은 부가채널을 통해 송신되는 프레임 단위의 데이터에 전송률을 나타내는 비트들을 삽입하여 전송한다. 상기 전송률 표시자를 프레임 단위로 삽입하기 위해 전송률 표시자를 생성하는 수단과 상기 생성된 전송률 표시자를 삽입하는 수단을 가져야 한다.

일 예로 상기 전송률 표시자의 생성수단은 이하의 방법에 의해 전송률 표시자를 생성할 수 있다.

기지국은 이동국으로 전송하는 전송률 표시에 상기 전송률에 해당하는 월시(Walsh) 부호 정보를 포함시킬 수 있다. 상기 월시부호는 순방향 채널을 구분해 주기 위한 부호로서 가장 높은 데이터 전송률에서는 가장 짧은 길이의 기본(Primitive) 월시 부호가 사용된다. 상기 최대 전송률보다 1/N개 낮은 데이터 전송률에서는 기본 월시 부호 또는 기본 월시 부호의 반전된 부호를 특정 패턴에 따라 N회 반복한 월시 부호가 사용된다. 따라서 기지국은 기본 월시 부호를 이동국에 서비스 시작 시 미리 할당해 주고 각 프레임에는 데이터 전송률에 따른 기본 월시 부호의 반복 패턴 정보를 전송률 표시에 포함시켜 보내 줄 수 있다. 이때 이동국은 기본 월시 부호를 수신 신호에 곱하여 구한 기본 심벌 값들을 상기 반복 패턴에 따라 결합하여 전송률에 맞는 심벌 값들을 구한다. 예를 들어 설명하면 기본 월시 부호(+1 +1 -1 -1)를 할당받은 이동국은 (+1 +1 -1 -1)을 4칩의 수신된 신호에 순차적으로 곱하고 적분하여 기본 심벌 S1을 얻고, 다시 (+1 +1 -1 -1)을 다음 4칩의 수신된 신호에 순차적으로 곱하고 적분하여 기본 심벌 S2를 얻는 과정을 반복한다. 동시에 이동국은 전송률 정보를 검출 확인하여 만약 전송률이 최고 전송률의 1/2이고 상기 반복 패턴이(+1 +1)일 경우

해당 전송률의 심벌 값을  $S1+S2$ 로 구한다. 또한 반복 패턴이(+1 -1)인 경우 해당 전송률의 심벌값은  $S1-S2$ 로 구한다. 또 다른 월시 부호 할당 방법에서는 서비스 시작 시 기지국이 각 이동국에 낮은 전송률에 해당하는 가장 긴 월시 부호를 할당해 주고, 상기가장 낮은 전송률 보다 높은 전송률에서는 상기가장 긴 월시 부호의 구성요소가 되는 상위 월시 부호를 상기가장 긴 월시 부호의 결합으로 이루어지는 하위 월시 부호를 사용하는 이동국들 중의 하나가 사용할 수 있도록 기지국이 지정해 줄 수 있다. 여기서는 이동국이 전송률 정보로부터 대응되는 월시 부호를 유일하게 알아낼 수 있다.

여러 가지 프레임 길이가 사용될 경우 기지국은 이동국에 사용하고자 하는 프레임 길이를 전용제어채널 메시지 등을 통해 알려 줄 수 있다. 전송률에 따라 프레임 길이가 유일하게 결정되는 경우에는 별도의 프레임 길이 표시 없이 전송률 표시만으로 프레임 길이 구별이 가능하다.

그리고 부가채널을 통해 프레임 단위의 데이터에 상기 전송률 표시자를 삽입하는 수단으로는 믹스(MUX)를 사용하여 구현할 수 있다.

도20은 본 발명에 따른 효율적인 순방향 패킷 데이터 송신을 수행하기 위한 기지국 및 이동국의 구조를 나타낸 도면이다.

참조된 부호 200은 기지국이고, 300은 이동국이다. 상기 기지국 200은 부가채널 송신 제어기 205와 공통 파일럿 송신기 201과 채널 상태 정보 수신기 203과 전송률 표시 송신기 207과 부가채널 송신기 209를 포함한다. 상기 공통 파일럿 송신기 201은 기지국 신호인 공통 파일럿 신호를 계속해서 순방향 파일럿 채널을 통해 송신한다. 채널 상태 정보 수신기 203은 상기 공통 파일럿 신호에 응답하여 임의의 이동국으로부터 채널 상태 보고를 수신하여 채널 상태 정보를 상기 부가채널 송신 제어기 205로 전송한다. 부가채널 송신 제어기 205는 상기 채널 상태 정보 수신기 203에서 입력되는 채널 상태 정보를 입력받아 상기 채널 상태 보고를 한 이동국으로 전송할 데이터의 전력, 프레임 길이 및 데이터 전송률을 결정한다. 상기 부가채널 송신 제어기 205는 상기 결정된 전력, 프레임 길이 및 데이터 전송률로 데이터를 전송하도록 부가채널 송신기 209를 제어한다. 부가채널 송신기 209는 상기 부가채널 송신 제어기 205의 제어를 받아 데이터를 송신한다. 이 때 기지국은 도 19a에 나타난 바와 같이 전송률 표시자를 데이터에 삽입하여 전송할 수 있다. 또한 기지국은 상기 전송률 표시자를 별도의 채널을 통해 송신하기 위해 전송률 표시자 송신기 207을 가질 수 있다. 상기 전송률 표시자 송신기 207은 상기 부가채널 송신 제어기 205의 제어를 받아 전송률 표시자를 생성하고, 별도의 월시 코드로 확산되는 채널을 통해 상기 전송률 표시자를 이동국으로 송신한다. 상기 전송률 표시자에는 데이터 전송률과 사용될 월시코드 및 월시코드의 길이 정보를 포함할 수 있다.

이동국 300은 채널 상태 측정기 301과 채널 상태 보고 송신기 303과 전송률 표시 수신기 305와 부가채널 수신기 307을 포함한다. [로 구성된다.] 상기 채널 상태 측정기 301은 순방향 공통 파일럿 채널을 통해 파일럿 신호를 수신하고 상기 파일럿 신호의 세기를 측정하여 채널 상태 정보를 채널 상태 보고 송신기 303으로 출력한다. 채널 상태 보고 송신기 303은 상기 채널 상태 정보를 수신하여 기지국으로 채널 상태 보고를 송신한다. 부가채널 수신기 307은 수신되는 신호로부터 데이터 전송률 표시자를 검출하고, 상기 전송률 표시자에 의해 검출된 프레임 길이와 데이터 전송률로 데이터를 수신한다.

도21은 본 발명에 따라 데이터에 전송률 표시자를 삽입하여 전송하기 위한 기지국의 동작과정을 나타낸 흐름도이다.

이하 도21을 참조하여 설명하면, 우선 기지국은 400단계에서 공통파일럿 송신기 201에서 공통 파일럿 신호를 생성하여 순방향 파일럿 채널을 통해 계속해서 송신한다. 기지국은 402단계에서 채널 상태 정보 수신기 203을 통해 상기 공통 파일럿 신호에 응답하여 이동국으로부터 채널 상태 보고가 수신한다. 이때 이동국으로부터 채널 상태 보고가 수신되면 기지국은 404단계로 진행하여 도 3의 채널카드 버퍼 113를 검색하여 상기 이동국으로 전송할 데이터가 있는지를 판단한다. 상기 이동국으로 전송할 데이터가 있으면 기지국은 406단계에서 상기 채널 상태 보고에 따라 전력, 프레임 길이 및 전송률을 결정한다. 상기 전력, 프레임 길이 및 전송률이 결정되면 기지국은 408단계로 진행하여 부가채널 송신기 209를 통해 데이터를 송신한다. 이 때 기지국은 전송률 표시자를 데이터에 삽입하여 전송할 수 있다.

도22는 본 발명에 따른 이동국의 동작 과정을 나타낸 도면이다. 이하 도22를 참조하여 설명한다.

우선, 이동국은 502단계에서 채널 상태 측정기 301를 통해 공통 파일럿 채널을 통해 수신되는 공통 파일럿 신호의 세기를 측정한다. 이동국은 502단계에서 공통 파일럿 신호의 세기가 측정되면 상기 채널 상태 측정기 301을 제어하여 504단계에서 채널 상태 정보를 생성한다. 상기 생성된 채널 상태 정보는 채널 상태 보고 송신기 303으로 입력하고, 506단계에서 기지국으로 송신된다. 상기 채널 상태 정보가 기지국으로 송신되면 기지국은 508단계에서 부가채널을 감시하여 상기 기지국으로부터 데이터가 수신되는지를 검사한다. 이때, 부가채널을 통해 데이터가 수신되면 이동국은 상기 데이터로부터 데이터 전송률 표시자를 검출하여 데이터의 복조 및 복호를 수행한다.

또 다른 방법으로 기지국은 도 19b에 나타난 바와 같이 별도의 채널을 통해서 전송률 표시를 보낼 수 있다. 이와 같은 경우 기지국은 별도의 채널을 통해 전송률 표시자를 송신하기 위해 도20의 기지국 300에 부가채널 송신 제어기 205의 제어를 받아 별도의 채널을 통해 데이터 전송률 표시자를 송신하는 전송률 표시 송신기 207을 구비해야 한다. 상기 별도의 채널은 별도의 코드를 사용하는 데이터 전송률 표시 채널이 될 수 있다.

또한 이동국은 상기 전송률 표시 송신기 207에 대응되는 전송률 표시 수신기 305를 가져야 한다. 상기 전송률 표시 수신기 305는 기지국으로부터 별도의 채널을 통해 전송률 표시자를 수신하고, 상기 전송률 표시자를 분석하여 수신된 데이터의 전력, 프레임 길

이 및 데이터 전송률을 검출한다. 상기 전송률 표시 수신기 305는 상기 검출된 전력, 프레임 길이 및 데이터 전송률에 대한 정보를 부가채널 수신기 307로 출력한다. 그러면 부가채널 수신기 307은 상기 프레임 길이와 데이터 전송률에 따라 데이터를 수신하여 복조 및 복호를 수행한다.

도23은 이동국의 채널 상태 보고 과정을 나타낸 도면이다. 여기서는 채널 상태 정보를 상술한 바 있는 채널 상태 정보 비트 형태로 나타내는 경우를 예로 설명한다. 이동국은 520a 단계에서 공통 파일럿 채널을 수신, 측정한다. 520b 단계에서 이동국은 수학적 1과 같이 이전 N개의 채널상태정보비트 누적값 T를 계산한다. 그리고 520c 단계에서 공통파일럿 측정값에서 특정 기준값을 뺀 차이값과 520b 단계에서 구한 상기 T 값을 비교한다. 만약 상기 차이값이 T 보다 크면 520d 단계로 진행하여 채널상태정보비트를 +1로 설정한다. 반대로 만약 상기 차이값이 T보다 크지 않을 경우 520e 단계로 진행하여 채널상태정보비트를 -1로 설정한다. 그 후 520f 단계에서 이동국은 기지국으로 채널상태정보비트의 형태의 채널상태정보를 전송한다.

도24는 기지국의 전송률 결정 과정을 나타낸 도면이다. 상기 도24에서는 설명의 편의상 세가지의 전송률(RATE 3> RATE2> RATE1)이 존재한다고 가정하였으나, 실제로는 이보다 많은 가지수의 전송률이 존재할 수 있음에 유의해야 한다. 또한 여기서도 채널 상태 정보를 상술한 바 있는 채널 상태 정보 비트 형태로 나타내는 경우를 예로 설명한다. 기지국은 410a단계에서 채널상태보고로서 수신한 이전 N 개의 채널상태정보비트들을 누적하여 공통파일럿세기 정보를 얻을 수 있다. 이와 같이 채널 상태 정보를 얻어낸 기지국은 410b단계에서 상기 채널 상태 정보를 사용하여 전송률을 결정한다. 기지국은 먼저 액면 전송률을 송신 전력에 비례하고 채널 상태를 나타내는 공통 파일럿 세기에 비례하도록 계산한다. 즉, 액면전송률 = K ·전력 ·공통파일럿 세기(K는 상수)로 결정한다. 그리고 410c단계로 진행하여 계산된 액면 전송률이 가장 큰 허용 전송률 RATE 3 보다 크거나 같은지 검사한다. 상기 410c단계에서 만약 액면 전송률이 가장 큰 허용 전송률 RATE 3 보다 크거나 같지 않으면 즉 작으면 410g단계에서 액면 전송률이 두번째로 큰 허용 전송률 RATE 2 보다 크거나 같은지 검사한다. 상기 410g단계에서 만약 액면 전송률이 두번째로 큰 허용 전송률 RATE 2 보다 크거나 같지 않으면 즉 작으면 410j단계에서 액면 전송률이 세번째로 큰 허용 전송률 RATE 1 보다 크거나 같은지 검사한다. 그리고 상기 410j단계에서 만약 액면 전송률이 세번째로 큰 허용 전송률 RATE 1 보다 크거나 같지 않으면 즉 작으면 410m단계로 진행하여 데이터 전송률을 0 으로 즉 데이터를 전송하지 않는 것으로 결정한다.

한편 액면 전송률을 410c, 410g, 410j단계에서 각각 허용 전송률 RATE 3, RATE 2, RATE 1과 비교한 결과 액면 전송률이 상기 RATE 3, RATE 2, RATE 1중 특정한 하나의 허용 전송률 R 보다 크거나 같은 것으로 판명되면 상기 410c단계 또는 410g단계 또는 410j단계에서 각각 410d단계, 410h단계, 410k단계로 진행한다. 또한 상기 410d단계 또는 410h단계 또는 410k단계로 진행하면 상기 허용 전송률 R에서 일시 부호 할당이 가능한가를 확인하여 일시 부호 할당이 가능하면 각각 410f단계, 410i단계, 410l단계로 각각 진행하여 전송률을 상기 허용 전송률 R로 결정하고, 일시 부호 할당이 가능하지 않으면 상기 허용 전송률 R 보다 낮은 다음 허용 전송률에서 일시 부호 할당 가능 확인 과정을 반복하여 일시 부호가 할당 가능한 허용 전송률로 전송률을 결정한 후 410n단계에서 실제로 일시 부호를 할당한다.

상기한 데이터 전송률 및 송신 전력을 할당하기 위한 기지국의 채널 카드 구조를 도3을 참조하여 설명한다.

기지국 채널 카드 버퍼 113은 서비스 중인 각 이동국으로 보낼 데이터를 저장한다. 도 3에서는 기지국 채널 카드가 서비스하는 이동국 수를 N으로 나타내었다. 버퍼 제어기 115는 상위 계층의 명령에 따라 버퍼 데이터 읽기/쓰기(Read/Write)를 제어한다. 버퍼 제어에 대해서는 뒤에 좀 더 상세히 설명한다. 스위치 어레이부 117은 각 이동국을 위한 버퍼 데이터에 대응되는 스위치가 하나씩 존재하여 원소의 수가 N 인 스위치 배열을 이룬다. 스위치제어기 119는 상기 스위치 어레이부 117을 구성하고 있는 스위치들의 연결/개방 동작을 제어하여 특정 시간 구간 동안에 특정 이동국으로의 데이터만이 출력될 수 있도록 한다. 상기 스위치 어레이부 117은 채널 환경이 열악하여 데이터 전송이 불가능 할 때 출력을 차단하는 역할을 한다. 이득 곱셈기 121은 상기 스위치 어레이부 117에서 스위칭 되어 나오는 각 이동국에 해당하는 데이터에 이득  $P_{i1/2} + G_i$  ( $i=1,2,...,N$ ) 을 곱하여 출력한다. 단위 전력 신호에 곱해지는  $P_{i1/2}$ 는 각 이동국에 해당하는 출력 전력을  $P_i$ 로 해주기 위한 ㉠ 이득값이다. 상기 이동국별 전력  $P_i$ 는 가변적인 값이거나 고정된 값일 수 있다. 부수적으로 기지국은 이동국에 할당한 송신 전력을 더욱 세밀하게 채널에 적응시키기 위해 전력제어를 실시할 수도 있다.  $G_i$ 는 전력제어에 의한 이득 값으로 영 또는 영보다 작은 값이 되도록 한다. ㉡ 상기 할당되는 전력이 최대 값을 가지므로 상기 최대값을 갖는 전력의 값을 줄이기 위해서는  $G_i$ 가 0보다 작은 값을 가져야 한다. 따라서 i 번째 이득은 0 에서  $P_{i1/2}$  사이의 값이 된다. 특히 프레임 길이가 짧고  $P_i$ 가 프레임마다 갱신되는 경우에는, 전력제어를 하지 않는다. 즉,  $G_i$ 를 영으로 설정하고 이득을  $P_{i1/2}$ 으로 하는 것이 바람직하다. 이득이 곱해진 신호에는 확산기 123으로 입력하고, 상기 확산기 123은 상기 이득이 곱해진 신호를 각각 CDMA(Code Division Multiple Access) 방식 전송을 위한 서로 다른 확산 코드를 곱하여 합산기 125로 출력한다. 상기 합산기 125는 상기 각 확산기 123에서 출력되는 신호를 합산하여 송신할 신호를 출력한다.

지금까지는 기지국이 이동국으로부터 채널 상태 보고를 받고 상기 채널 상태 보고에 따라 상기 이동국으로 전송할 패킷 데이터의 전력 및 데이터 전송률을 결정하여 전송하는 과정들을 설명하였다. 이하에서는 상기와 같은 방법을 사용하는 기지국과 이동국에서의 핸드오프 시 패킷 데이터 처리과정에 대해서 설명한다.

도1은 본 발명이 적용되는 이동통신시스템의 구성을 나타낸 도면이다. 상기 도1은 이동국 109가 두 개의 기지국 105, 107 영역에 위치했을 경우 이동국 109가 핸드오프를 하기 위해 상기 두 기지국 105 및 107과 통신을 수행함을 나타내고 있다. 핸드오프를 위한 이동통신시스템은 네트워크 101과, 기지국 제어기 103과, 상기 기지국 제어기 103에 연결되는 기지국 105, 107 그리고 이동국 109로 구성된다. 네트워크 101에서 이동국 109로 데이터를 보내고자 할 때, 네트워크 101은 이 데이터를 기지국 제어기 103으로 전송한다. 기지국 제어기 103은 네트워크 101로부터 받은 데이터를 이동국 109를 서비스할 수 있는 기지국으로 전송한다. 이때 기지국의 수는 한 개 이상이 될 수 있다. 도 1은 이동국 109를 서비스 할 수 있는, 즉 일정 수준 이상의 전파가 이동국 109에 미칠 수 있는 기지국이 두 개인 경우(105, 107)를 나타낸 것이다. 이동국 105, 107은 기지국 제어기 103으로부터 받은 데이터를 무선 채널을 통

하여 이동국 109로 전송한다.

이하에서는 설명한 바와 같이 동작하는 기지국이 두 개 이상 존재하여 이동국이 이 두 개 이상의 기지국으로부터 서비스를 받을 때 핸드오프를 수행하는 방법을 기술한다.

본 발명에 따른 핸드오프 수행 방법은 첫 번째로 두 개의 기지국으로 서로 다른 데이터를 나누어 전송하는 방법이 사용될 수 있고, 두 번째로는 두 개의 기지국으로 동일한 데이터를 전송하는 방법이다.

핸드오프를 수행하기 위한 첫 번째 방법은 도 4에 나타난 바와 같이 네트워크 101로부터 이동국으로 보낼 데이터를 받은 기지국 제어기 103이 원래의 데이터를 서로 다른 데이터 1과 데이터 2로 나누고, 상기 데이터 1을 기지국 105로 그리고 데이터 2를 기지국 107로 전송한다. 기지국 105와 107은 데이터 1과 데이터 2를 각각 전송 받아 대상 이동국으로 전송한다. 이동국은 각 기지국에서 받은 데이터를 합하여 네트워크 101이 보낸 데이터를 얻어낸다.

도5는 상기 데이터를 수신하기 위한 이동국의 수신단 구조를 나타낸 도면이다. 이하 도5를 참조하여 핸드오프를 수행하기 위한 이동국의 수신단 구조를 설명한다.

상기 이동국은 다수의 수신 핑거(Finger)를 구비하여 두 개 이상의 기지국이 보내는 신호를 동시에 수신한다. 상기 핑거 구조는 공지 기술이므로 그 상세한 설명을 생략한다.

상기 도5에서 기지국 105에서 송신된 데이터 1은 해당 서치(Searcher: 도시하지 않음)에 의해 설정된 지연1 131과 지연2 132를 거쳐 핑거1 135와 핑거2 136으로 수신되고, 상기 핑거1 135와 핑거 2 136은 해당 역확산 코드를 입력받아 상기 데이터 1을 역확산하여 출력한다. 그리고 기지국 107에서 송신된 데이터 2는 해당 서치에 의해 설정된 지연3 133과 지연4 134를 거쳐 핑거3 137과 핑거 138로 수신되고, 상기 핑거3 137과 핑거4 138은 해당 역확산 코드를 입력받아 상기 데이터 2를 역확산하여 출력한다. 상기 핑거1 135와 핑거2 136에서 역확산되어 출력된 데이터 1은 합산기 139에서 합산되어 출력되고 심볼 결정기 141과 디코더1 143을 통해 원래의 데이터인 데이터1을 출력한다. 그리고 상기 핑거3 137과 핑거4 138에서 역확산되어 출력된 데이터 2는 합산기 140에서 합산되어 출력되고 심볼 결정기 1142와 디코더 144를 통해 원래의 데이터인 데이터2를 출력한다.

핸드오프 상황에서 이동국은 기지국으로 채널 상태를 보고하기 위해 채널상태정보를 역방향 채널에 실어보낸다. 이때 채널 상태 보고를 위해 이동국이 다수의 기지국에 대해 각각 서로 다른 채널상태정보를 다수의 전력제어비트들을 사용하여 실어보내는 비대칭(Asymmetric) 전력제어 방식이 사용될 수 있다. 역방향 채널의 전력 제어 그룹 내에는 각 기지국을 위한 개별적인 전력제어비트가 포함된다. 비대칭 전력제어는 기 출원된 출원번호 PCT KR 98-00186에 상세하게 설명되어 있으므로 그 설명을 생략한다. 도 6은 핸드오프시 채널상태보고를 나타내는 도면으로서, 이동국 109가 기지국 105로부터 순방향 채널1을 통해 신호를 받고 상기 순방향 채널1의 상태를 보고하고, 기지국 107로부터 순방향 채널2를 통해 신호를 받고 상기 채널2의 상태를 보고하는 방법을 나타낸 것이다. 이동국 109는 순방향 채널1의 상태를 나타내는 채널상태정보1과 순방향 채널2의 상태를 나타내는 채널상태정보2를 모두 역방향 채널에 실어 보낸다.

도7은 본 발명의 실시 예에 따른 상기 첫 번째의 방법에 의한 핸드오프 방법을 나타낸 흐름도로서, 이를 참조하고 도4의 구성을 참조하여 상기 첫 번째 방법을 구체적으로 설명한다.

도7a는 첫 번째 방법을 실행하기 위한 기지국 제어기 103의 동작을 나타낸 흐름도로서, 기지국 제어기 103은 501단계에서 네트워크 101로부터 데이터를 수신한다. 상기 데이터가 수신되면 기지국 제어기 103은 503단계에서 상기 데이터를 송신할 이동국 109가 현재 자리잡고 있는 기지국 집합에 속한 기지국들로부터 채널 상태 정보를 수신한다. 그런 다음, 기지국 제어기 103은 505단계에서 수신한 채널 상태 정보로부터 데이터를 받을 이동국 109를 서비스해 줄 수 있는 기지국들을 확인한다. 상기 이동국 109로 서비스해 줄 수 있는 기지국이 확인되면 기지국 제어기 103은 507단계에서 상기 기지국들로 도4와 같이 데이터를 분할하여 각각의 기지국으로 전송한다. 여기서는 이동국 109를 서비스해 줄 수 있는 핸드오프 기지국이 기지국 105와 기지국 107로 확인된 경우를 가정하여 설명한다. 이때, 상기 기지국 105와 기지국 107의 버퍼에는 도8과 같이 서로 다른 데이터1과 데이터2가 저장된다. 또한 기지국 제어기 103은 상기 기지국 105 또는 107 중 어느 한 기지국이 이동국 109로 분할된 데이터를 전송하지 못할 경우를 대비하여 도10과 같이 해당 분할 데이터 뒤에 연이어 분할된 다른 데이터를 전송할 수 있다.

도4에서 기지국 105와 107로 전송된 데이터 1과 데이터 2는 도7b의 동작을 수행하여 이동국 109로 전송된다. 기지국 105는 이동국 109로 순방향 채널을 통해 기지국 신호를 항상 송신한다. 상기 기지국 신호는 파일럿 신호가 될 수 있다. 도7b를 참조하여 기지국에서의 동작을 설명하면, 기지국 105는 511단계에서 상기 기지국 신호에 응답하는 이동국 109로부터 채널 상태 보고를 위한 채널 상태 정보를 수신한다. 상기 채널 상태 보고를 위한 채널 상태 정보가 수신되면 기지국 105는 필요시 513단계에서 기지국 제어기 103으로 채널 상태 정보를 전송할 수 있다. 기지국이 기지국 제어기로 보내는 채널 상태 정보는 이동국이 기지국으로 보내는 채널 상태 정보와는 다른 형태가 될 수 있다. 한 예로 채널 상태에 따라 발생하는 메시지가 될 수 있다.

여기서부터는 기지국 과정을 두 실시예로 나누어 설명한다.

첫 번째 실시예의 경우, 기지국 105는 부수적으로 515단계에서 채널 상태 정보(전력제어비트도 될 수 있음)에 따라 트랙픽 채널 전

력이득을 조절할 수 있다. 그런 후 기지국 105는 517단계에서 대상 이동국 109가 (QoS 가중치를 둔) 채널 상태가 가장 좋은 이동국인지를 검사한다. 상기 검사 결과, 상기 이동국 109가 채널 상태가 가장 좋은 상태라면 기지국 105는 519단계로 진행하여 상기 채널 상태에 따라 송신 전력을 할당한다. 상기 송신 전력이 할당되면 기지국 105는 520단계로 진행하여 데이터 전송률을 결정한다. 후 521단계에서 상기 이동국 109로 데이터를 송신한다. 반면, 상기 이동국 109가 채널 상태가 가장 좋은 상태가 아니라면 데이터를 송신하지 않는다. 그리고 기지국 107도 상기와 동일한 동작을 수행하여 상기 이동국 109로 데이터의 전송여부를 판단한다.

두 번째 실시예의 경우, 기지국 105는 도7d와 같이 511, 513단계와 동일한 동작을 수행하는 551, 553단계를 수행한 다음, 대상 이동국 109에 대한 채널 상태를 확인한 후 555 단계에서 상기 이동국 109로의 채널 상태에 따른 송신 데이터 전송률을 결정하고, 557단계에서 상기 이동국 109로 데이터를 송신한다.

도 7c는 본 발명에 따른 이동국의 핸드오프 시 데이터 처리방법을 나타낸 흐름도이다. 이하 도 7c를 참조하여 설명하면, 우선 이동국 109는 531단계에서 자신을 서비스 할 수 있는 핸드오프 기지국들을 확인한다. 그런 다음, 이동국 109는 533단계에서 상기 기지국 105와 107로부터 각각의 신호를 해당 순방향 채널을 통해 수신하고, 535단계에서 상기 기지국 105와 107에 대한 수신전력 (Ec/Io)을 측정한다. 상기 수신 전력이 측정되면 이동국 109는 537단계에서 상기 기지국 105와 107로부터의 순방향 채널의 상태에 대한 정보를 상기 기지국 105와 107로 송신 보고한다. 여기서 채널 상태 보고는 각 기지국에 대한 개별적인 채널상태정보를 포함할 수 있다. 그리고 이동국 109는 확인된 핸드오프 기지국 105와 107로부터 기지국별로 각기 서로 다른 데이터가 수신되었는지를 검사한다. 상기 검사 결과, 상기 기지국 105와 107로부터 도 8과 같이 송신된 각기 서로 다른 데이터가 수신되면 541단계로 진행하여 기지국 105로부터 수신된 데이터 1과 기지국 107로부터 수신된 데이터 2를 각각 도 5와 같은 펌거들로 복조하고, 543단계에서 상기 복조된 데이터 1과 데이터 2를 결합하여 기지국 제어기 103에서 송신한 원래의 데이터로 복원한다. 이때 이동국은 복조를 수행하기 위해 데이터 전송률 정보를 기지국으로부터 수신하거나 자체적으로 검출해 낼 수 있다. 한편 기지국별로 서로 다른 데이터가 수신되지 않으면 545단계에서 한 기지국으로부터의 데이터라도 수신되었는지 검사한다. 만약 한 기지국으로부터라도 데이터가 수신되었으면 해당 데이터를 복조하고 복조된 데이터를 이전에 수신된 데이터와 결합한다. 반면에 어느 기지국으로부터도 데이터가 수신되지 않았으면 데이터 복조 없이 과정이 종료된다.

도8은 이와 같이 두 기지국에 서로 다른 데이터를 보내는 핸드오프 방법에서 핸드오프에 상태의 기지국 105와 기지국107의 데이터 버퍼 상태를 보여주는 그림이다. 상기 도8에서는 이동국과 상기 두 기지국 각각의 채널 상태가 모두 좋은 경우 상기 두 기지국 105와 107이 해당 이동국의 데이터 버퍼에 저장된 각각의 데이터를 전송함을 나타내고 있다.

상기 두 기지국 중 한 기지국과 이동국 간의 채널 상태가 좋지 않아 데이터 송신이 지연되는 경우 상기 기지국 제어기 103은 데이터 전송 지연이 발생하는 기지국으로부터 채널 상태가 좋아 데이터 전송이 먼저 이루어지는 기지국으로 전체된 데이터를 중계시켜 줄 수 있다.

도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 핸드오프 시 데이터 처리량을 향상시키기 위한 데이터 전송방법을 도시한 도면이다. 이하 도9를 참조하여 더 구체적으로 설명하면, 기지국 105 또는 107은 매 프레임 마다 채널 상태에 따라 전력을 할당하고 데이터 전송률을 결정하거나(첫 번째 실시예), 고정되게 전력을 할당하고 매 프레임 마다 채널 상태에 따라 데이터 전송률을 결정하여(두 번째 실시예) 이동국으로 데이터를 전송한다. 따라서 특정 이동국 109로 전송할 데이터는 기지국105 또는 107과 상기 이동국 109 간의 채널 상태가 좋은 경우, 즉 영 이상의 전력을 할당받고, 데이터 전송률이 영 이상으로 결정된 경우에만 버퍼로부터 출력되어 나간다. 두 기지국 모두에서 채널 상태가 좋은 경우에는 두 기지국의 서로 다른 데이터가 동시에 이동국으로 전송될 수 있다. 이동국으로 전송할 데이터를 기지국 105, 기지국 107에 각각 데이터1, 데이터2로 나누어 보내는 경우 데이터1의 전송이 원활하게 진행되는 반면 데이터2의 전송은 채널 상태가 나빠 데이터 전송이 지연되는 경우가 발생할 수 있다. 이러한 경우에는 도 9에 나타난 바와 같이 기지국 제어기 103은 유선 전송로를 통해 데이터2를 채널 상태가 좋은 기지국 105로 중계하는 방법을 사용할 수 있다.

상기 채널 상태가 나쁜 기지국으로부터 채널 상태가 좋은 기지국으로 송신할 데이터를 중계하는 방법을 도16의 절차도를 참조하여 설명하고, 상기 절차도에 따른 기지국 제어기 103, 기지국 105, 107 그리고 이동국 109의 동작을 도 18을 참조하여 설명한다. 상기 도16과 도18을 설명함에 있어서, 도4의 구성을 참조하여 설명하고, 상기 가정한 바와 같이 이동국 109와 기지국 105의 채널 상태는 좋고, 이동국 109와 기지국 107의 채널 상태는 좋지 못한 경우를 예를 들어 설명한다.

먼저 도16을 참조하여 설명하면, 기지국 제어기 103은 이동국 109로 전송되는 데이터가 외부로부터 발생하면 201 단계에서 상기 데이터를 데이터 1과 데이터 2로 분할하고, 기지국 105로 데이터 1을, 그리고 기지국 107로 데이터 2를 전송한다. 상기 기지국 105는 상기 기지국 제어기 103으로부터 데이터 1을 수신한다. 상기 데이터 1이 수신되면 기지국 105는 이동국 109와 채널 상태가 좋으므로 상기 데이터 1을 202단계에서 이동국 109로 전송한다. 이동국 109는 상기 기지국 105가 송신한 데이터 1을 수신하고, 203단계에서 상기 데이터 1을 수신했음을 기지국 105에 알리기 위해 데이터 1 수신응답신호를 상기 기지국 105로 송신한다. 상기 이동국 109로부터 데이터 1 수신응답신호를 수신한 기지국 105는 204단계에서 데이터 1 수신응답신호를 기지국 제어기 103으로 전송한다.

그러나 기지국 107로 전송된 데이터 2는 기지국 107과 이동국 109의 채널 상태가 좋지 못함으로 도9에 나타난 바와 같이 데이터 전송 지연이 발생한다. 상기 기지국 107은 205단계에서 상기 데이터 전송 지연 시간을 카운트하고, 상기 데이터 전송 지연 시간이 일정 시간을 초과하면 206단계에서 데이터 2 송신 실패 신호를 기지국 제어기 103으로 전송한다.

상기 기지국 107로부터 데이터 2 송신 실패 신호를 수신한 기지국 제어기 103은 207단계에서 다시 데이터 2를 채널 상태가 좋은



기지국 105로 송신한다. 상기 데이터 2를 수신한 기지국 105는 209단계에서 이동국 109로 상기 데이터 2를 송신한다. 상기 데이터 2를 기지국 105로부터 수신한 이동국 109는 211단계에서 데이터 2 수신응답신호를 상기 기지국 105로 송신하고, 상기 기지국 105는 상기 데이터 2 수신응답신호를 수신하고, 213단계에서 데이터 2 수신응답신호를 기지국 제어기 103으로 전송한다.

상기 도16의 절차에 따른 기지국 제어기 103의 동작을 도18a를 참조하여 설명하면, 우선 기지국 제어기 103은 외부로부터 이동국 109로 송신되는 데이터가 발생되면 상기 데이터를 분할한다. 기지국 제어기 103은 분할된 데이터를 301단계에서 해당 기지국으로 송신한다. 상기 데이터 송신 후에 기지국 제어기 103은 상기 데이터를 송신한 기지국으로부터 응답신호가 수신되는지를 검사한다. 이때 응답신호가 수신되면 기지국 제어기 103은 305단계로 진행하여 상기 응답신호가 데이터 수신응답신호인지를 판단한다. 응답신호가 데이터 수신응답신호이면 기지국 제어기 103은 데이터 송신과정을 종료하고, 상기 응답신호가 데이터 수신응답신호가 아니면 307단계로 진행하여 현재 채널 상태가 좋은 다른 기지국으로 상기 송신 실패한 데이터를 재송신한다.

상기 기지국 제어기 103에서 전송된 데이터를 수신하는 기지국의 동작을 도18b를 참조하여 설명하면, 기지국은 301단계에서 기지국 제어기 103으로부터 데이터가 수신되는지를 검사한다. 상기 301 단계에서 기지국 제어기 103으로부터 데이터가 수신되면 기지국은 이동국 109로 데이터 송신이 가능한지를 판단한다. 이는 상기 도1과 도2에서 설명한 바와 같이 채널 상태와 QoS에 따라 판단된다. 상기 판단 결과, 이동국 109로 데이터 송신이 가능하면 기지국은 315단계로 진행하여 상기 이동국 109로 데이터를 송신한다. 그러나 이동국 109로 데이터 송신이 불가능하면 기지국은 317단계에서 상기 데이터의 송신 지연 시간이 데이터 송신 시간을 초과(데이터 타임 아웃:Data Timeout- 데이터가 해당 이동국으로 송신)하는지를 검사한다. 상기 데이터 송신 지연 시간이 데이터 송신 시간을 초과하면 기지국은 319단계에서 기지국 제어기 103으로 데이터 송실패신호를 송신한다.

상기 315단계에서 이동국 109로 데이터를 송신한 다음, 기지국은 321단계로 진행하여 이동국 109로부터 데이터 수신응답신호가 수신되는지를 검사한다. 이때, 상기 이동국 109로부터 데이터 수신응답신호가 수신되면 기지국은 323단계로 진행하여 기지국 제어기 103으로 데이터 수신응답신호를 송신하고, 데이터 수신응답신호가 수신되지 않으면 기지국은 325단계로 진행하여 데이터 수신응답신호 타임아웃이 발생하는지를 검사한다. 상기 데이터 수신응답신호 타임아웃이 발생하면 기지국은 327단계로 진행하여 데이터 송신 실패 신호를 기지국 제어기 103으로 송신한다.

기지국으로부터 분할된 데이터를 수신하는 이동국 109는 도 18c의 과정을 수행한다. 이동국 109는 331단계에서 기지국으로부터 데이터가 수신되는지를 검사한다. 이때, 기지국으로부터 데이터가 수신되면 333단계에서 상기 기지국으로 데이터 수신응답신호를 송신한다.

또 다른 방법으로 기지국 제어기 103이 두 개 이상의 기지국으로 중복된 데이터를 보내고 각 기지국의 데이터 전송 순서를 채널 상태가 좋은 기지국을 우선 순위로 하여 송신하는 방법을 사용할 수 있다. 즉 위의 예와 같은 경우 도 10에 나타난 바와 같이 기지국 105에는 데이터1 뒤에 데이터2를 예비로 보내고 다른 기지국 107에는 데이터2 뒤에 데이터1을 예비로 보내어 기지국 1의 채널 상태가 기지국2의 채널상태 보다 좋으면 데이터1의 전송이 먼저 완료되는 경우 기지국 105가 데이터2를 계속해서 내보내고, 기지국 2의 채널 상태가 기지국2의 채널상태 보다 좋으면 데이터2의 전송이 먼저 완료되는 경우 기지국 107이 데이터1을 계속해서 내보내도록 할 수 있다. 따라서 기지국 105와 107의 버퍼는 이동국 109로 데이터를 송신하는 해당 기지국이 데이터를 전송하지 못할 경우에 대비하여 도10과 같이 데이터1과 데이터2를 모두 저장하고 있다. 만약 상기 기지국 107이 상기 이동국 109로 데이터2를 송신하지 못한다면 기지국 105는 상기한 바와 같이 데이터1의 전송이 완료된 후 계속해서 데이터2를 전송하고 기지국 107은 버퍼에 남아있는 데이터2를 버린다.

이를 도17의 절차도를 참조하여 구체적으로 설명한다. 상기 도17을 설명함에 있어서 상기 도16과 동일한 가정하에서 설명한다.

기지국 제어기 103은 외부로부터 이동국 109로 송신되는 데이터가 수신되면 상기 데이터를 데이터 1과 데이터 2로 분할한다. 상기 외부로부터 수신된 데이터가 분할되면 기지국 제어기는 221단계에서 기지국 105로 데이터 1을 전송한 다음, 상기 데이터 1에 연이어 데이터 2를 전송한다. 그리고 기지국 제어기 103은 223단계에서 기지국 107로 데이터 2를 전송한 다음, 상기 데이터 2에 연이어 데이터 1을 전송한다. 이는 상기 기지국 105와 107 중 어느 한 기지국이 이동국 109로 데이터를 송신할 수 없는 경우를 대비하기 위한 것이다. 기지국 105는 상기 221단계에서 전송된 데이터 1과 데이터 2 버퍼에 순차적으로 저장한다. 기지국 105는 이동국 109와 형성된 채널 상태가 좋으므로 상기 데이터 1과 데이터 2 중 먼저 수신된 데이터 1을 225단계에서 이동국 109로 송신한다. 이동국 109는 상기 데이터 1을 상기 기지국 105로부터 수신한 다음, 227단계에서 데이터 1 수신응답신호를 상기 기지국 105로 송신한다. 기지국 105는 이동국 109로부터 데이터 1 수신응답신호를 수신하고, 229단계에서 기지국 제어기 103으로 데이터 1 수신응답신호를 송신한다. 상기 데이터 1 수신응답신호를 수신한 기지국 제어기 103은 상기 데이터 1을 이동국 109로 송신하였으므로 231단계에서 기지국 107로 데이터 1을 버리라는 명령을 전송한다. 그러면 기지국 107은 상기 데이터2와 데이터 1을 저장하고 있는 버퍼로부터 데이터 1을 삭제한다. 그러나 채널 상태가 좋지 못한 기지국 107은 데이터 2를 전송할 수 없으므로 버퍼에서 지연(Delayed)될 것이다. 기지국 107은 233단계에서 상기 버퍼에서의 데이터 전송 지연 시간이 타임아웃 시간을 초과하면 기지국 107은 235단계에서 데이터 2 송실패신호를 기지국 제어기 103으로 전송한다.

상기 데이터 2가 기지국 107에서 전송을 실패하였어도 상기 기지국 105의 버퍼에 데이터 2가 저장되어 있으므로 상기 225단계에서 데이터 1을 송신한 다음, 237단계에서 데이터 2를 이동국 109로 송신한다. 상기 데이터 2를 수신한 이동국 109는 239단계에서 데이터 2 수신응답신호를 기지국 105로 송신한다. 상기 데이터 2 수신응답신호를 수신한 기지국 105는 241단계에서 기지국 제어기 103으로 상기 데이터 2 수신응답신호를 송신한다. 기지국 제어기 103은 기지국 105로부터 데이터 2 수신응답신호가 수신되면 243단계에서 기지국 107로 데이터 2를 버리라는 명령을 전송하고, 이를 수신한 기지국 107은 버퍼로부터 데이터 2를 삭제하여 데이터 전송을 종료한다.



핸드오프를 수행하는 두 번째 방법은 도 11에 나타난 바와 같이 네트워크 101로부터 이동국 109로 전송할 데이터를 받은 기지국 제어기 103이 두 개 이상의 기지국으로 동일한 데이터를 복제하여 전송한다. 이동국 109는 매 프레임마다 채널 상태 보고와 함께 기지국을 선택하기 위해 최상 링크 표시자(best link indicator)를 기지국으로 실어 송신할 수 있다. 도 12는 이동국이 채널 상태 보고를 위해 역방향 채널을 통해 기지국으로 보내는 프레임의 구조를 나타낸 도면이다. 각 프레임은 채널상태정보를 포함하며, 최상 링크 표시자를 포함할 수 있다. 상기 최상링크표시자는 순방향 채널 신호의 이동국에서의 수신 수준이 가장 높은 기지국을 표시해 주기 위한 정보를 나타낸다. 상기 최상링크표시자에 의해 선택받은 기지국은 데이터를 해당 이동국으로 한 프레임 동안 전송할 수 있다. 그 이외의 선택되지 않은 기지국은 그 프레임 동안 데이터를 전송하지 않는다.

도 13은 이와 같이 두 기지국에 동일한 데이터를 보내는 핸드오프 방법에서 핸드오프에 상태의 기지국 105와 기지국107의 데이터 버퍼 상태를 보여주는 그림이다. 여기서는 기지국 105가 이동국 109로부터의 최상링크표시자에 의해 선택되어 데이터를 내보내고 선택받지 않은 기지국 109는 데이터를 송신하지 않는 경우를 보여준다. 이 때 데이터를 전송하지 않는 기지국 109는 다음 프레임에 선택되어 데이터를 보낼 것에 대비하여 현재 데이터 진행 상태, (도 14 참조) 즉 송신한 데이터가 어디까지이고 다음 보낼 데이터는 어디서부터인가에 대한 정보를 갱신한다. 이 정보는 이동국 109가 각 기지국에 제공하거나 유선 경로(예를 들어 기지국 105 ↔ 기지국 제어기 103 ↔ 기지국 107)를 통해 기지국간에 교환 할 수 있다.

이동국 109는 두 개 이상의 기지국으로 채널 상태를 보고할 때 각 기지국에 ⑩⑦대해 각각 채널 상태 보고를 할 수도 있고, 상기 두 개 이상의 기지국에대한 채널 상태 정보를 결합하여 동일 채널로 송신할 수도 있다. 상기 후자의 방법에 따른 채널 상태 보고는 하나의 채널에 서로 다른 기지국에 대한 채널 상태 정보를 실어 송신하는 것으로, 상기 각 채널 상태 정보를 해당 기지국 구분을 위한 코드로 각각 확산한 다음 동일한 채널 구분 코드로 확산시켜 생성할 수 있다.

도 15는 두 개 이상의 기지국에 동일한 데이터를 보내는 핸드오프 방법의 흐름도를 시스템 구성 요소 별로 나타낸 것이다. 상기 도 15를 설명함에 있어서, 도 11의 구성을 참조하여 설명한다.

도15a는 기지국 제어기 103에서의 두 번째 핸드오프 방법을 나타낸 흐름도이다. 상기 도15a를 참조하여 설명하면, 기지국 제어기 103은 601단계에서 네트워크 101로부터 데이터를 수신한다. 상기 601단계에서 네트워크로부터 데이터가 수신되면 기지국 제어기 103은 603단계에서 관장하는 기지국들 (예를 들어 기지국 105와 107)로부터 채널 정보를 수신한다. 그런 다음, 기지국 제어기 103은 605단계로 진행하여 기지국들로부터 수신한 채널 상태 정보로부터 데이터를 받을 이동국 109를 서비스해 줄 수 있는 기지국 105와 107을 확인한다. 상기 이동국 109로 서비스 해 줄 기지국 105와 107이 확인되면 기지국 제어기 103은 607단계에서 서비스 가능한 기지국 105와 107에 데이터를 나누어 전송한다. 이때, 기지국 105와 107에 전송되는 데이터는 복제된 동일한 데이터이다.

기지국 105와 107로 전송된 데이터는 도15b의 동작을 수행하여 이동국 109로 전송된다. 이하 도15b를 참조하여 기지국 105 또는 107이 기지국 제어기 103에서 전송된 데이터를 처리하는 방법을 설명한다. 그리고 상기 기지국 105와 107은 동일한 동작을 수행하므로 상기 기지국 105와 107을 동일 시 하여 설명한다.

기지국은 611단계에서 각각 이동국 109로부터 채널 상태를 보고 받는다. 상기 기지국은 필요시 613단계에서 기지국 제어기 103으로 채널 상태 정보를 전송할 수 있다. 또한 상기 기지국은 무수적으로 615단계에서 수신된 채널 상태 정보(전력제어비트도 될 수 있음)에 따라 트래픽 채널의 전력 이득을 조절할 수 있다. 그런 다음 기지국은 617단계로 진행하여 대상 이동국 109이 기지국과의 채널 상태가 가장 좋은 이동국인지를 판단한다. 상기 이동국 109가 채널 상태가 가장 좋은 이동국이면 상기 기지국은 619단계에서 자신이 최상링크표시자에 의해 선택된 기지국인지를 검사한다. 상기 검사 결과, 선택된 기지국이면 상기 기지국은 621단계에서 송신 전력을 상기 이동국 109에대한 데이터 전송에 할당하고, 623단계에서 상기 이동국 109로 데이터를 송신한다. 한편 상기 이동국 109가 채널 상태가 가장 좋은 이동국이 아니거나 자신이 최상링크표시자에의해 선택된 기지국이 아니면 기지국은 상기 이동국 109로 데이터를 송신하지 않는다.

도15c는 본 발명에 따른 이동국에서의 핸드오프 방법을 나타낸 흐름도로서, 이를 참조하여 이동국의 동작을 설명한다.

우선, 이동국 109는 631단계에서 자신에게 서비스 할 수 있는 핸드오프 기지국들을 확인한다. 상기 핸드오프 기지국이 확인되면 이동국 109는 633단계에서 상기 확인된 기지국들로부터 신호를 수신하고, 635단계에서 상기 각 기지국에 대해 수신전력을 측정한다. 그런 다음, 이동국 109는 637단계에서 상기 측정 결과를 바탕으로 하여 채널 상태 보고를 상기 각 기지국으로 송신한다. 그리고 이동국은 상기 채널 상태 보고와 함께 채널 상태가 가장 좋은 기지국을 선택하기 위한 최상링크표시자를 기지국들로 송신한다. 그리고 이동국 109는 639단계에서 기지국으로부터의 데이터를 수신, 복조한다.

예를 들어 설명하면, 도11에서 이동국 109는 631단계에서 자신에게 패킷 서비스를 제공할 수 있는 기지국 105와 107을 확인하고, 633단계에서 기지국 105와 107 모두로부터 또는 둘 중 하나로부터 순방향 채널을 통해 기지국 신호를 수신한다. 상기 신호가 수신되면 이동국은 635단계에서 상기 기지국 105와 107에서 송신된 신호의 수신 전력을 측정하고, 상기 측정된 결과를 바탕으로 637단계에서 상기 기지국으로 채널 상태를 보고한다. 이때, 이동국 109는 채널 상태가 가장 좋은 기지국 105로 최상링크표시자를 설정하여 채널 상태 보고에 함께 송신한다. 상기 채널 상태 보고가 종료되면 이동국 109는 639단계에서 이전에 선택한 기지국으로부터 수신된 데이터를 복조한다.

## 발명의 효과

상기한 바와 같이 본 발명은 핸드오프 시 채널 상태와 서비스 품질에 따라 우선순위를 두어 데이터를 전송함으로써, 패킷 서비스에 서의 데이터 처리량을 최대화함으로써 효율적인 패킷 서비스를 제공할 수 있는 이점이 있다.

본 발명의 또 다른 이점은 기지국이 현재 서비스되고 있는 데이터에 상기 데이터의 전송률을 나타내는 전송률 지시자를 삽입하여 전송함으로써, 이동국은 가변하는 데이터 전송률에 빠르게 대처하여 수신되는 데이터를 복조할 수 있는 이점이 있다.

## (57)청구의 범위

### 청구항1

부호분할다중접속 이동통신시스템에서 패킷 데이터의 처리량을 최대화하기 위한 기지국에 있어서,  
다수의 이동국으로부터 순방향 채널에 대한 채널 상태 정보들을 수신하는 채널 상태 정보 수신기와,  
상기 채널 상태 정보에 의해 상기 각 이동국의 데이터 전송률을 결정하는 부가채널 송신 제어기와,  
상기 이동국으로 송신할 데이터를 상기 결정된 데이터 전송률로 전송하는 부가채널 송신기로 이루어짐을 특징으로 하는 이동통신 시스템의 기지국에서 패킷 데이터 처리 장치.

### 청구항2

제1항에 있어서, 상기 결정된 데이터 전송률에 대한 정보를 가지는 전송률 표시자를 생성하여 상기 이동국으로 송신하는 전송률 표시자 송신기를 더 포함함을 특징으로 하는 이동통신시스템의 기지국에서 패킷 데이터 처리 장치.

### 청구항3

제1항에 있어서, 상기 부가채널 송신기가 상기 결정된 데이터 전송률에 대한 정보를 가지는 전송률 표시자를 생성하고, 상기 전송률 표시자를 전송할 데이터에 프레임 단위로 삽입하여 송신함을 특징으로 하는 이동통신시스템의 기지국에서 패킷 데이터 처리 장치.

### 청구항4

제1항에 있어서, 상기 전송률 결정은,

상기 다수의 채널 상태 정보를 분석하여 채널상태가 가장 좋은 이동국에게 송신 전력을 집중하여 전송률을 결정함을 특징으로 하는 이동통신시스템의 기지국에서 패킷 데이터 처리 장치.

### 청구항5

제1항에 있어서, 상기 전송률 결정은

상기 다수의 채널 상태 정보를 분석하여 전송률을 구하고, 상기 전송률에 가중치를 곱하여 최종 전송률을 결정함을 특징으로 하는 이동통신시스템의 기지국에서 패킷 데이터 처리 장치.

### 청구항6

제1항에 있어서, 상기 전송률 결정은

다수의 이동국으로부터 수신되는 공통파일럿 세기를 나타내는 채널 상태 정보에 반비례하고 고정 전력에 비례하여 결정됨을 특징으로 하는 이동통신시스템의 기지국에서 패킷 데이터 처리 장치.

### 청구항7

제1항에 있어서, 상기 결정된 데이터 전송률을 별도의 채널을 통해 이동국으로 송신하는 전송률 표시자 송신기를 더 구비함을 특징으로 하는 이동통신시스템의 기지국에서 패킷 데이터 처리 장치.

### 청구항8

부호분할다중접속 이동통신시스템의 이동국에 있어서,

파일럿 채널을 통해 수신되는 신호의 전력을 검출하여 채널 상태를 측정하기 위한 채널 상태 측정기와,

상기 채널 상태 측정에 따라 채널 상태 정보를 생성하여 기지국으로 보고하는 채널 상태 보고 송신기와,

상기 기지국에서 가변 전송률로 전송되는 데이터의 전송률을 검출하고, 상기 데이터의 전송률로 데이터를 수신하는 부가채널 수신기로 이루어짐을 특징으로 하는 이동통신시스템에서 이동국의 패킷 데이터 처리장치.

### 청구항9

제8항에 있어서, 상기 부가채널 수신기가 상기 기지국으로부터 송신된 데이터에 프레임 단위로 삽입되어 있는 전송률 표시자를 검출하여 수신되는 데이터의 전송률을 검출함을 특징으로 하는 이동통신시스템에서 이동국의 패킷 데이터 처리장치.

#### 청구항10

제8항에 있어서, 상기 부가채널 수신기가 상기 기지국으로부터 송신된 데이터를 브라인드 검출을 수행하여 수신되는 데이터의 전송률을 검출함을 특징으로 하는 이동통신시스템에서 이동국의 패킷 데이터 처리장치.

#### 청구항11

부가채널을 통한 데이터 송신 시 가변 전송률로 데이터를 송신하는 부호분할다중접속 이동통신시스템의 이동국에 있어서, 파일럿 채널을 통해 수신되는 신호의 전력을 검출하여 채널 상태를 측정하기 위한 채널 상태 측정기와, 상기 채널 상태 측정에 따라 채널 상태 정보를 생성하여 기지국으로 보고하는 채널 상태 보고 송신기와, 상기 기지국에서 전송되는 데이터의 전송률을 검출하는 전송률 표시 수신기와, 상기 검출된 데이터의 전송률에 맞게 데이터를 수신하는 부가채널 수신기로 이루어짐을 특징으로 하는 이동통신시스템에서 이동국의 패킷 데이터 처리장치.

#### 청구항12

제11항에 있어서, 상기 전송률 표시자 수신기가 기지국에서 별도의 채널을 통해 송신되는 상기 데이터의 전송률 정보를 검출함을 특징으로 하는 이동통신시스템에서 이동국의 패킷 데이터 처리장치.

#### 청구항13

부호분할다중접속 이동통신시스템에서 기지국의 패킷 서비스 시 데이터 처리 방법에 있어서, 소정의 순방향 채널을 통해 소정의 전력을 갖는 신호를 송신하는 과정과, 상기 순방향 채널에 대한 소정의 채널 상태 정보를 소정의 역방향 채널을 통해 다수의 이동국으로부터 각각 수신하고, 상기 채널 상태 정보들에 따라 해당 이동국으로 전송할 데이터의 전송률을 결정하는 과정과, 상기 결정된 데이터 전송률로 데이터를 해당 이동국으로 전송하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항14

제13항에 있어서, 상기 순방향 채널이 공통 파일럿 채널임을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항15

제13항에 있어서, 상기 순방향 채널이 트래픽 채널임을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항16

제13항에 있어서, 상기 역방향 채널이 역방향 파일럿 채널임을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항17

제13항에 있어서, 상기 역방향 채널이 채널 상태 보고 채널임을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항18

제17항에 있어서, 상기 채널 상태 보고 채널이 월시 코드 채널임을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항19

제14항에 있어서, 상기 전송률 결정 과정이, 상기 다수의 이동국으로부터 수신되는 채널 상태 정보를 분석하여 채널상태가 가장 좋은 이동국에게 송신 전력을 집중하여 전송률을 결정함을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항20

제19항에 있어서, 상기 전송률이 이하 수학적 5에 의해 결정됨을 특징으로 하는 방법.

Given

$$\sum_{i=1}^N BR(i)P_b^R(i)=P_T$$

$$\text{Maximize}\left(\sum_{i=1}^N BR(i)\right)$$

#### 청구항21

제14항에 있어서, 상기 전송률 결정 과정이,

상기 다수의 이동국으로부터 수신되는 채널 상태 정보를 분석하여 전송률을 구하고, 상기 전송률에 가중치를 곱하여 최종 전송률을 결정함을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항22

제21항에 있어서, 상기 전송률이 이하 수학식 6에 의해 결정됨을 특징으로 하는 방법.

Given

$$\sum_{i=1}^N BR(i)P_b^R(i)=P_T$$

$$\text{Maximize}\left(\sum_{i=1}^N w(i) BR(i)\right)$$

#### 청구항23

제14항에 있어서, 상기 전송률 결정이,

다수의 이동국으로부터 수신되는 공통파일럿 세기를 나타내는 채널 상태 정보에 반비례하고 고정 전력에 비례하여 결정됨을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항24

제23항에 있어서, 상기 전송률 결정이 이하 수학식 7에 의해 결정됨을 특징으로 하는 방법.

액면전송률 = K·고정 전력·공통 파일럿 세기

단, K는 상수

#### 청구항25

제20항 또는 제22항 또는 제 24항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 결정된 데이터 전송률에 대한 전송률 표시자를 생성하여 순방향 채널을 통해 상기 이동국으로 송신하는 과정을 더 포함함을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항26

제25항에 있어서, 상기 데이터 전송률 생성 과정이,

상기 결정된 데이터 전송률이 최대일 경우 기본 월시코드를 할당하고, 상기 결정된 데이터 전송률이 최대일 경우의 1/N일 경우, 기본 월시 코드를 N회 반복하여 생성함을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항27

무호분할다중접속 이동통신시스템에서 이동국의 패킷 서비스 시 데이터 처리 방법에 있어서,

기지국으로부터 순방향 채널을 통해 수신되는 신호를 입력받아 상기 순방향 채널에 대한 채널 상태 정보를 생성하는 과정과,

상기 채널 상태 정보를 소정의 역방향 채널을 통해 상기 기지국으로 보고하는 과정과,

상기 채널 상태 정보에 응답하여 가변 전송률로 수신되는 데이터의 전송률을 검출하여 상기 데이터를 처리하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항28

제27항에 있어서, 상기 순방향 채널이 공통파일럿 채널임을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항29

제27항에 있어서, 상기 순방향 채널이 트래픽 채널임을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항30

제28항에 있어서, 상기 채널 상태 정보 생성 과정이,  
상기 파일럿 채널을 통해 수신되는 파일럿 신호의 전력 및 변화 추이를 검출하는 과정과,  
상기 검출된 파일럿 신호의 전력 및 변화 추이에 따른 채널 상태 정보 비트를 생성하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항31

제30항에 있어서, 상기 채널 상태 정보 비트 생성 과정이,  
이전 채널 상태 정보비트의 누적값을 계산하는 과정과,  
상기 공통 파일럿 채널을 통해 측정된 공통 파일럿 측정값에서 소정의 기준값을 뺀 값이 상기 채널 상태 정보비트의 누적값보다 큰지를 판단하는 과정과,  
상기 공통 파일럿 측정값에서 소정 기준값을 뺀 값이 상기 누적값보다 크다면 채널 상태 정보비트를 +1로, 작다면 -1로 설정하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항32

제31항에 있어서,  
상기 채널 상태 정보비트의 누적값이 이하 수학적 8에 의해 계산되어짐을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항33

제29항에 있어서, 상기 채널 상태 정보 생성 과정이,  
상기 트래픽 채널을 통해 수신되는 트래픽 신호의 전력을 검출하는 과정과,  
상기 검출된 트래픽 신호의 전력에 따라 전력제어 비트를 생성하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항34

제27항에 있어서, 상기 가변 전송률로 수신되는 데이터의 전송률이 블라인드(Blind) 방식에 의해 검출됨을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항35

제34항에 있어서, 상기 블라인드 방식이 가능한 전송률에 대한 데이터 검출을 수행하여 순회 검사 부호(CRC)가 맞는 전송률을 선택함을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항36

네트워크, 기지국 제어기와, 기지국과, 이동국으로 구성되는 이동통신시스템의 패킷 서비스에서의 데이터 처리량 최대화 방법에 있어서,  
상기 이동국으로 제공되는 데이터 발생 시 상기 기지국 제어기가 상기 네트워크를 통해 상기 데이터를 수신하고, 상기 데이터를 적어도 하나 이상의 기지국으로 전송하는 제1과정과,  
상기 기지국 제어기로부터 데이터를 전송 받은 상기 기지국이 상기 이동국에서 주기적으로 보고하는 채널 상태 정보에 따라 상기 이동국으로의 데이터 전송률을 결정한 다음, 결정된 데이터 전송률로 상기 이동국으로 상기 데이터를 전송하는 제2과정과,  
상기 이동국이 상기 기지국으로부터 순방향 채널을 통해 기지국 신호를 수신하고, 주기적으로 상기 신호로부터 상기 순방향 채널에 대한 채널 상태를 채널상태정보로써 상기 각 기지국으로 보고하고, 상기 기지국으로부터 데이터를 수신하는 제3과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항37

제36항에 있어서, 상기 제1과정은,  
상기 이동국으로 데이터 발생 시 네트워크를 통해 데이터를 수신하는 제1단계와,  
상기 데이터가 수신되면 상기 이동국이 현재 자리잡고 있는 기지국 집합에 속한 기지국들로부터 채널 상태 정보를 수신하는 제2단계와,  
상기 채널 상태 정보로부터 상기 이동국으로 데이터를 서비스할 수 있는 기지국을 결정하는 제3단계와,  
상기 기지국이 결정되면 결정된 각 기지국으로 데이터를 전송하는 제4단계로 이루어짐을 특징으로 하는 제4단계로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항38

제37항에 있어서, 상기 각 기지국으로 전송되는 데이터는 동일한 데이터임을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항39

제37항에 있어서, 상기 각 기지국으로 전송되는 데이터가 상기 네트워크를 통해 수신된 데이터를 소정의 크기로 분할한 서로 다른 데이터임을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항40

제36항에 있어서, 상기 제2과정은,

상기 이동국으로부터 주기적으로 채널 상태 보고를 수신하는 제1단계와,

상기 이동국에 대한 송신 전력을 할당하고 데이터 전송률을 결정하여 데이터를 송신하는 제2단계로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항41

제40항에 있어서, 상기 송신 전력 할당은,

다수의 이동국에서 보고되는 채널 상태 정보에 포함되어 있는 채널 상태가 좋은 순으로 우선순위를 결정하고, 상기 결정된 우선순위로 전력을 할당함을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항42

제40항에 있어서, 상기 송신 전력 할당은,

다수의 이동국에 고정된 전력을 할당함을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항43

제40항에 있어서, 상기 데이터 전송률 결정은,

다수의 이동국으로부터 수신한 채널 상태 보고를 바탕으로 프레임 마다 새롭게 데이터 전송률을 결정함을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항44

제43항에 있어서, 상기 데이터 전송률은 채널 상태가 좋을수록 높게 결정함을 특징으로 하는 방법.

#### 청구항45

제36항에 있어서, 상기 결정된 데이터 전송률을 기지국이 고정된 전송률을 가지는 별도의 데이터 전송률 표시 채널을 통해 이동국으로 알려주는 방법.

#### 청구항46

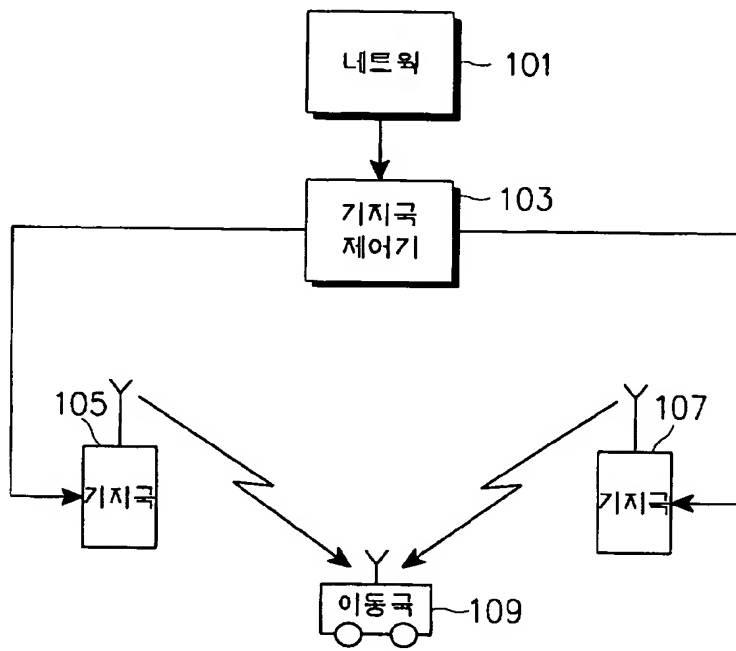
제36항에 있어서, 상기 결정된 데이터 전송률을 나타내는 전송률 표시를 기지국이 데이터 전송을 위한 부가 채널에 삽입하여 이동국으로 전송하는 방법.

#### 청구항47

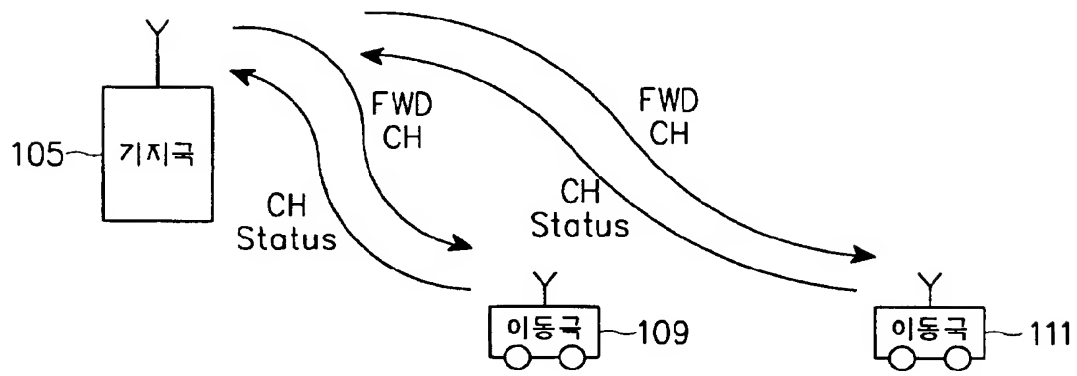
제36항에 있어서, 상기 기지국이 상기 이동국으로 상기 데이터를 전송하는 제2과정의 데이터 전송을 위한 부가 채널 프레임 길이가 1.25ms 또는 2.5ms 임을 특징으로 하는 방법.

## 도면

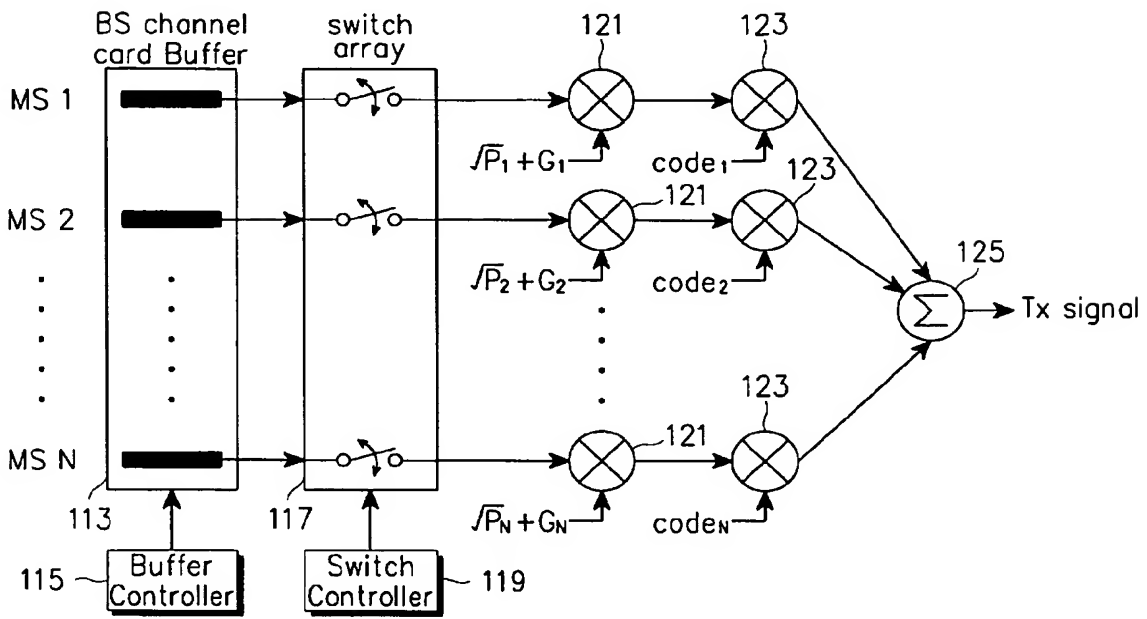
### 도면1



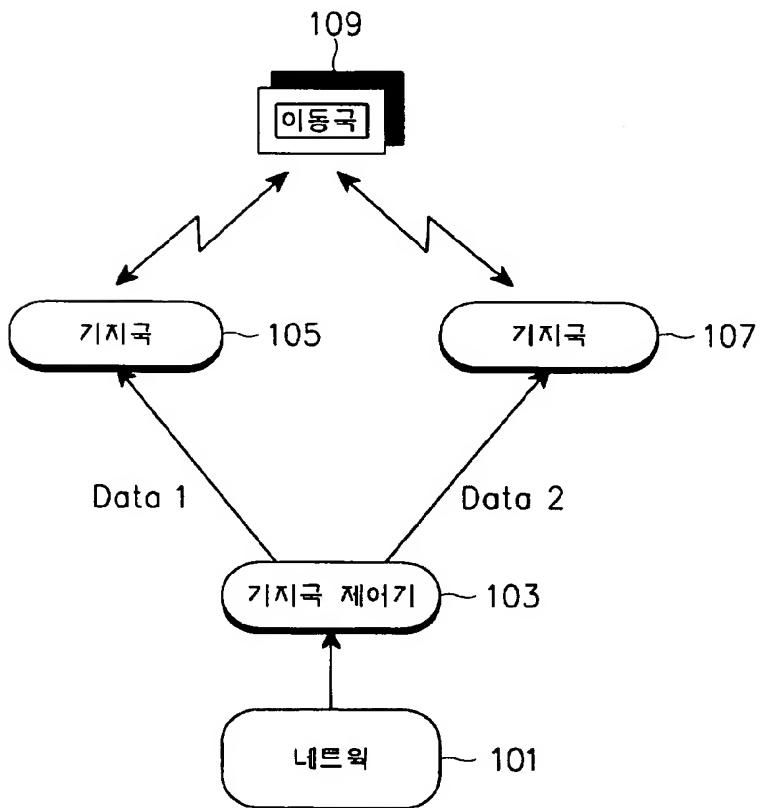
도면2



도면3

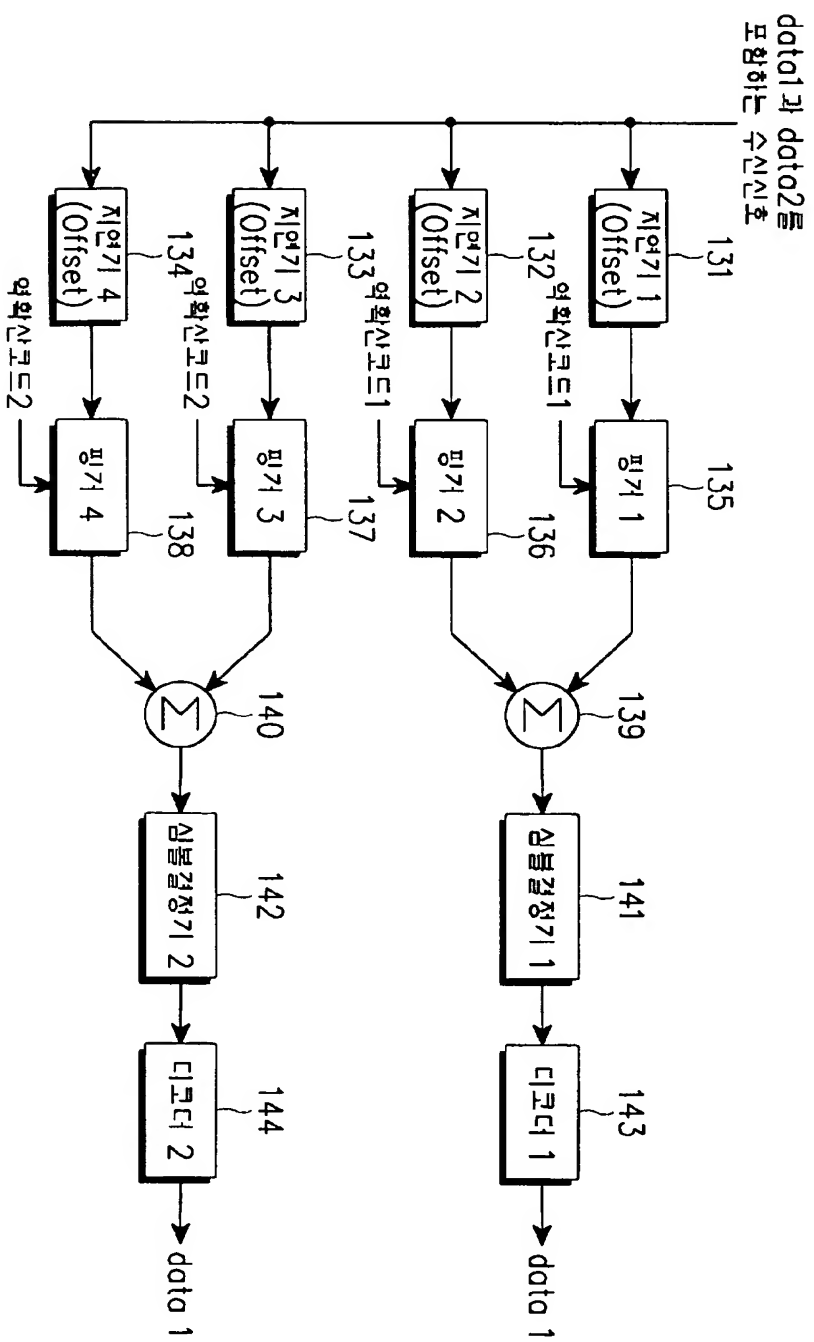


도면4

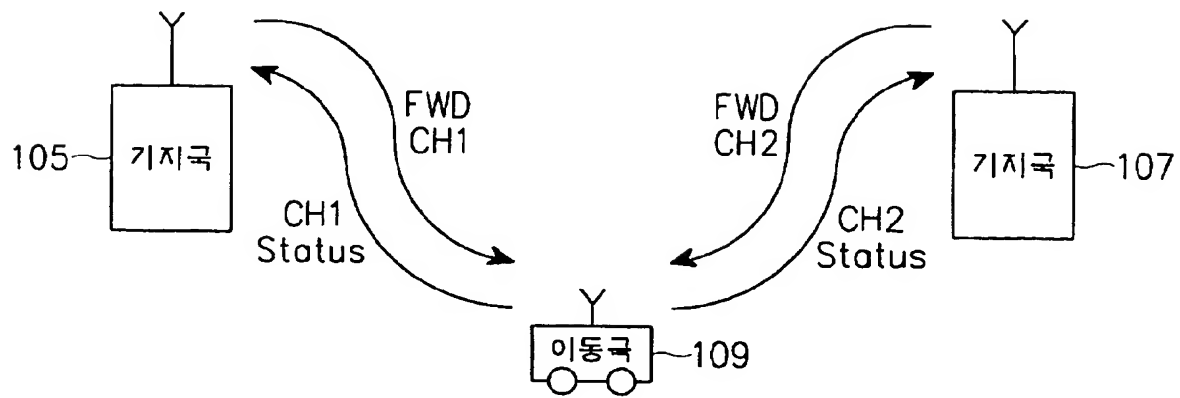


도면5

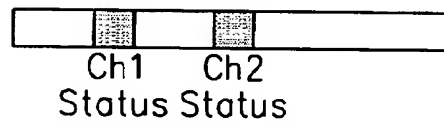




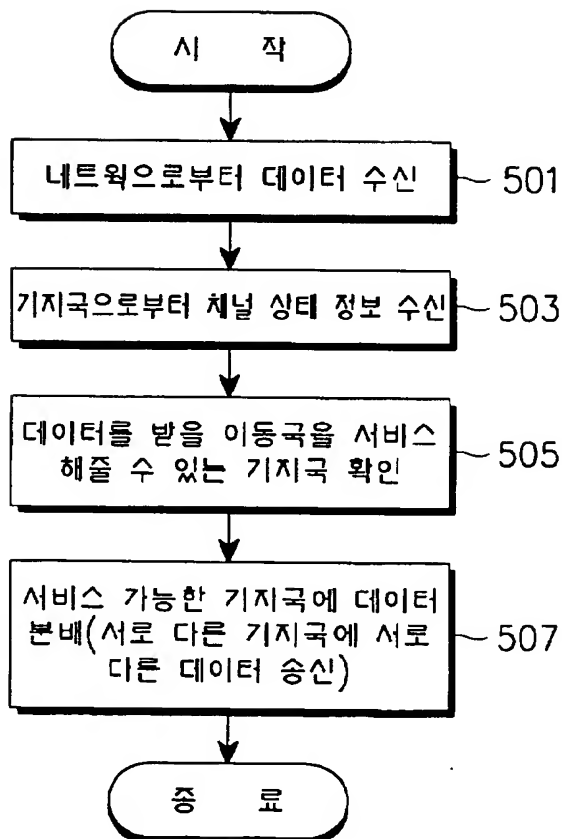
도 9



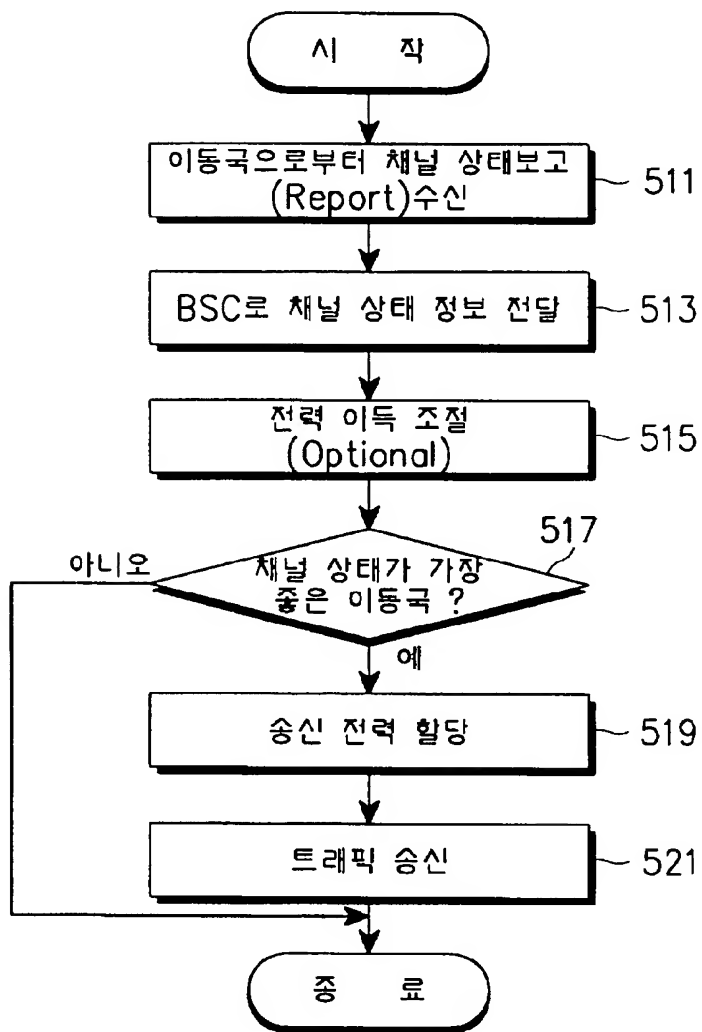
<Reverse Channel>



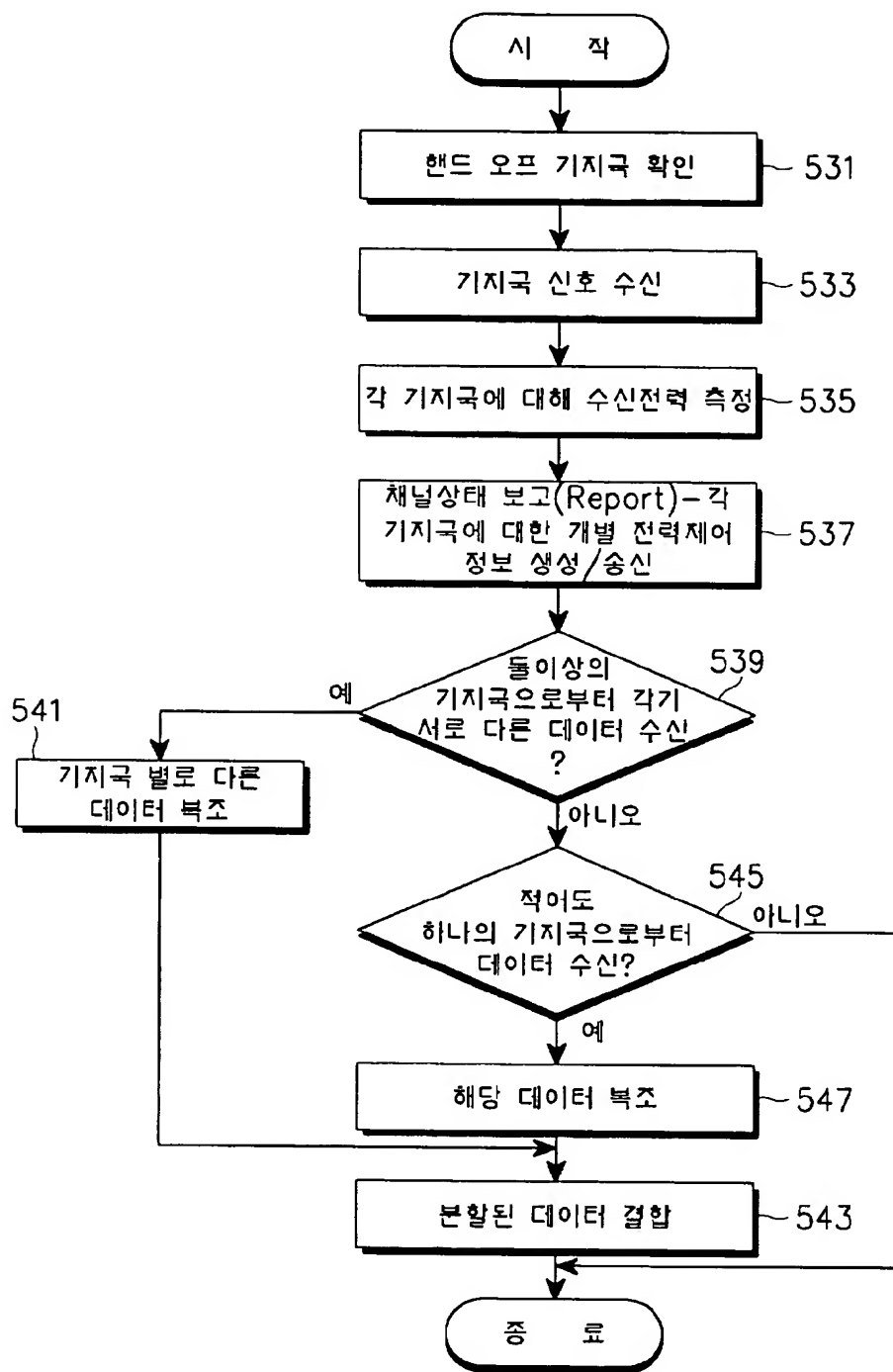
도면7a



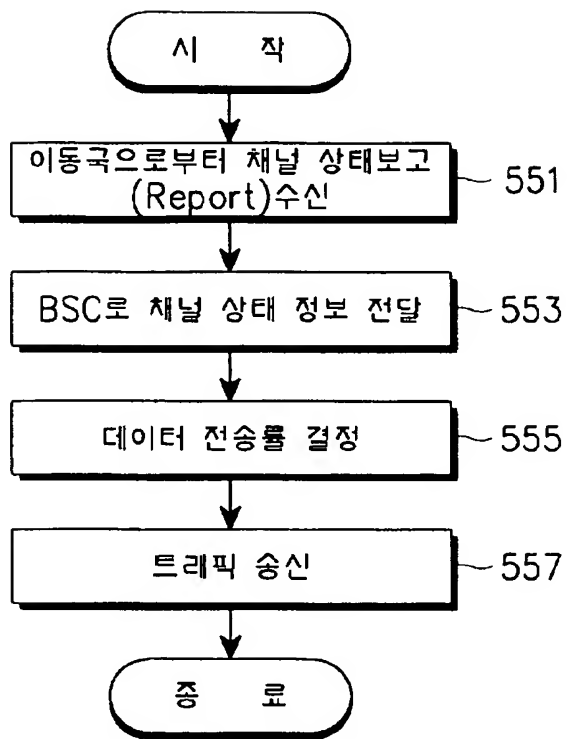
도면7b



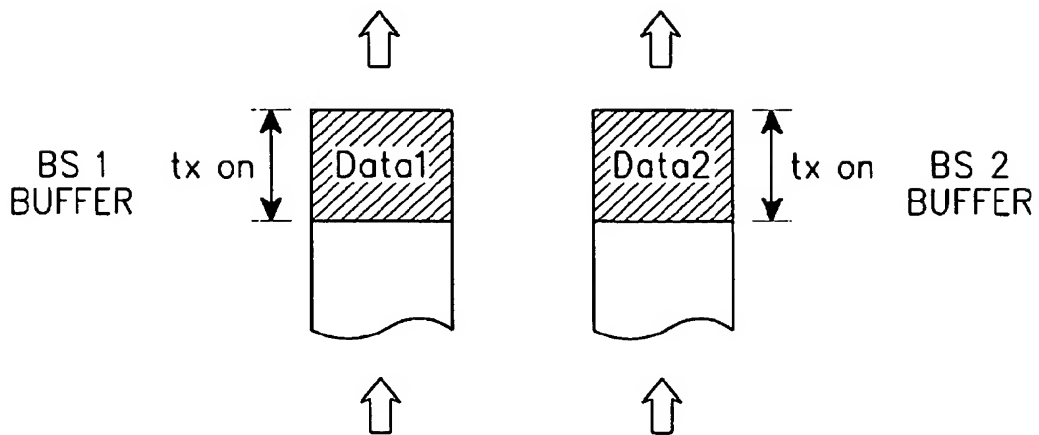
도면7c



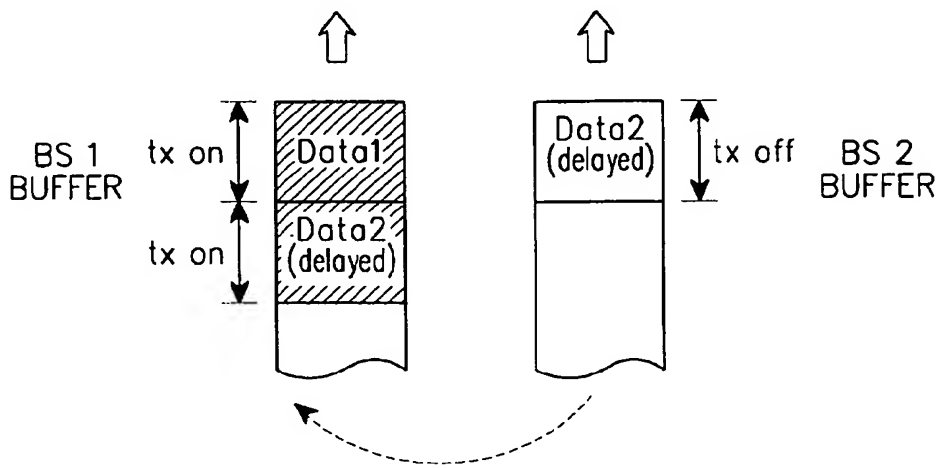
도면7d



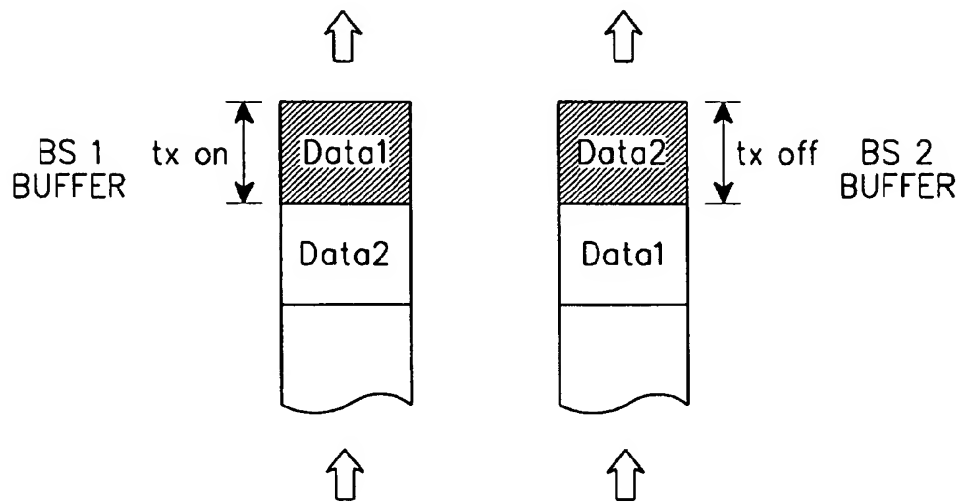
도면8



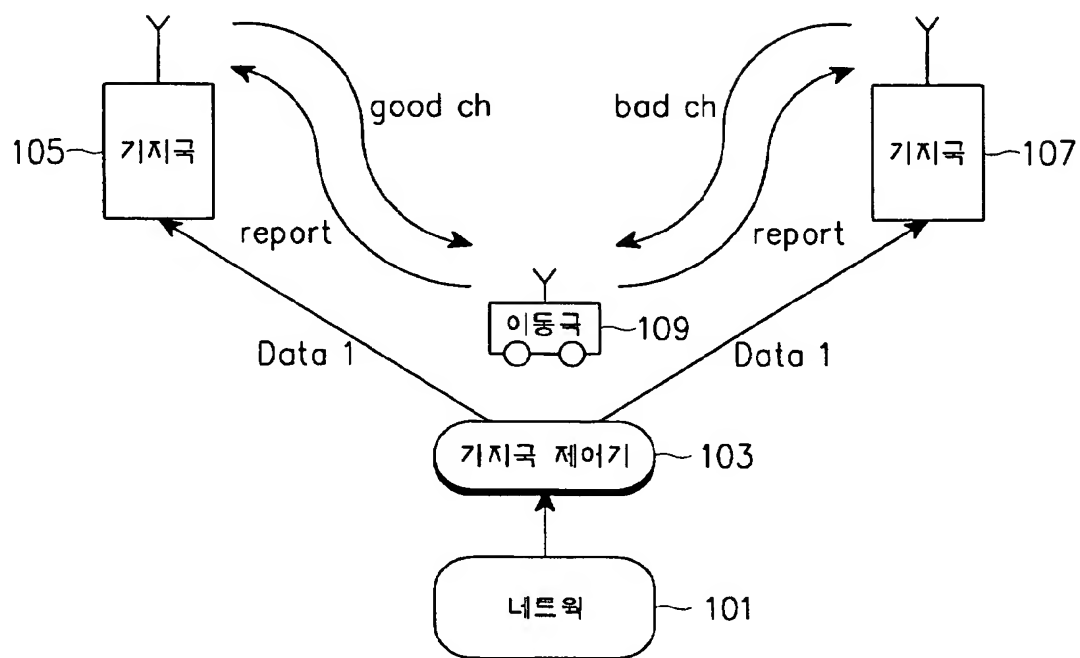
도면9



도면10

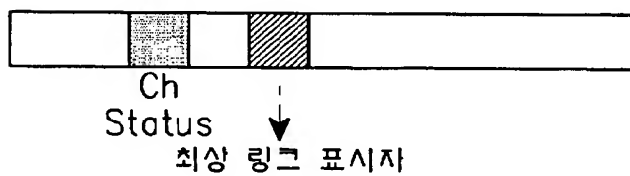


도면11

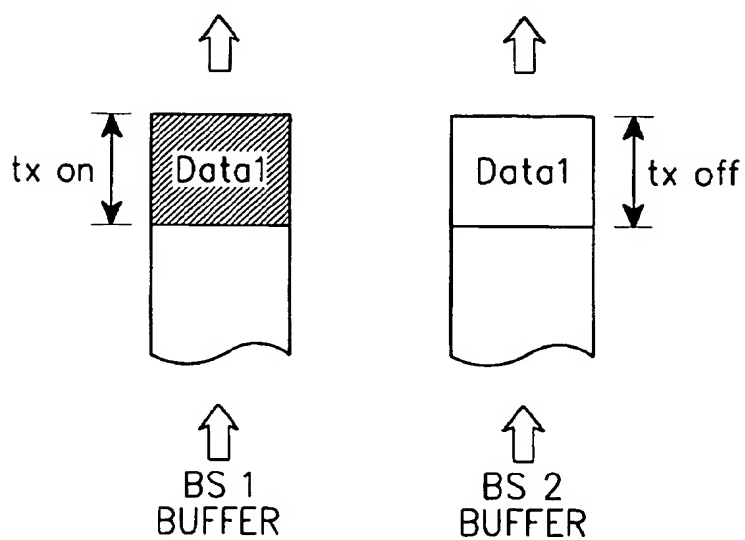


도면12

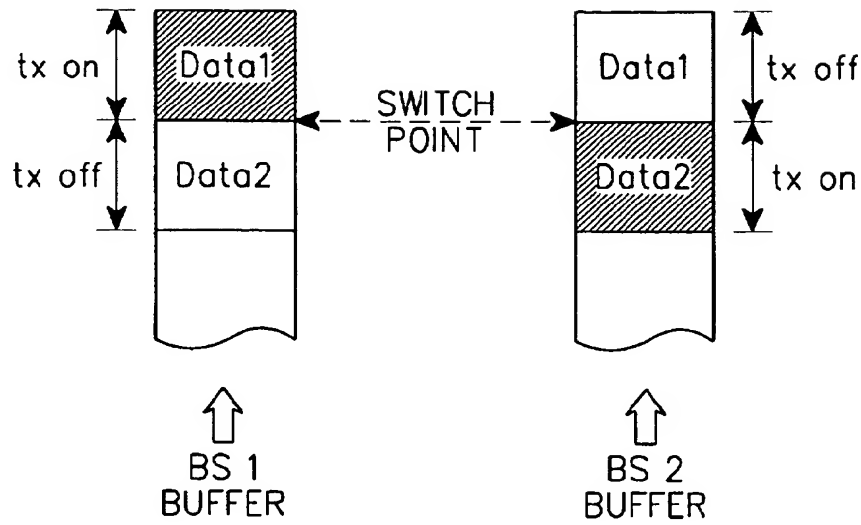
<Reverse Channel.



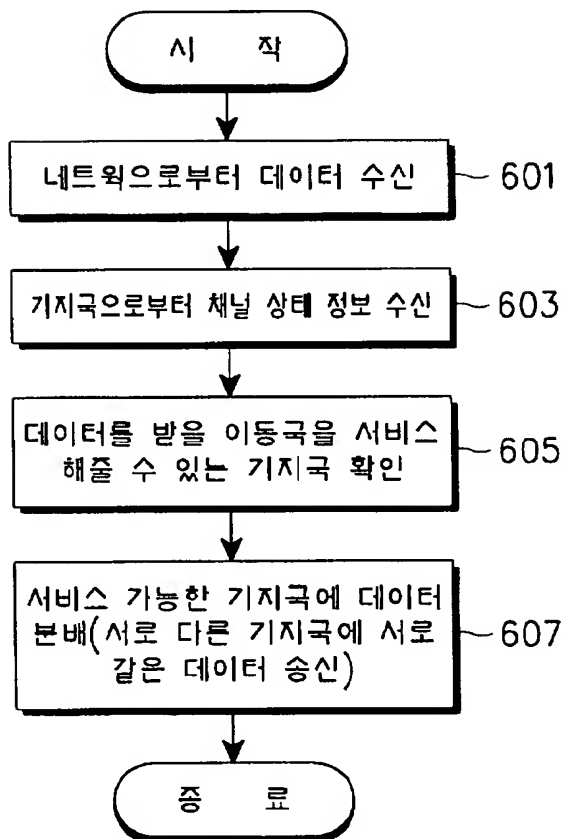
도면13



도면14

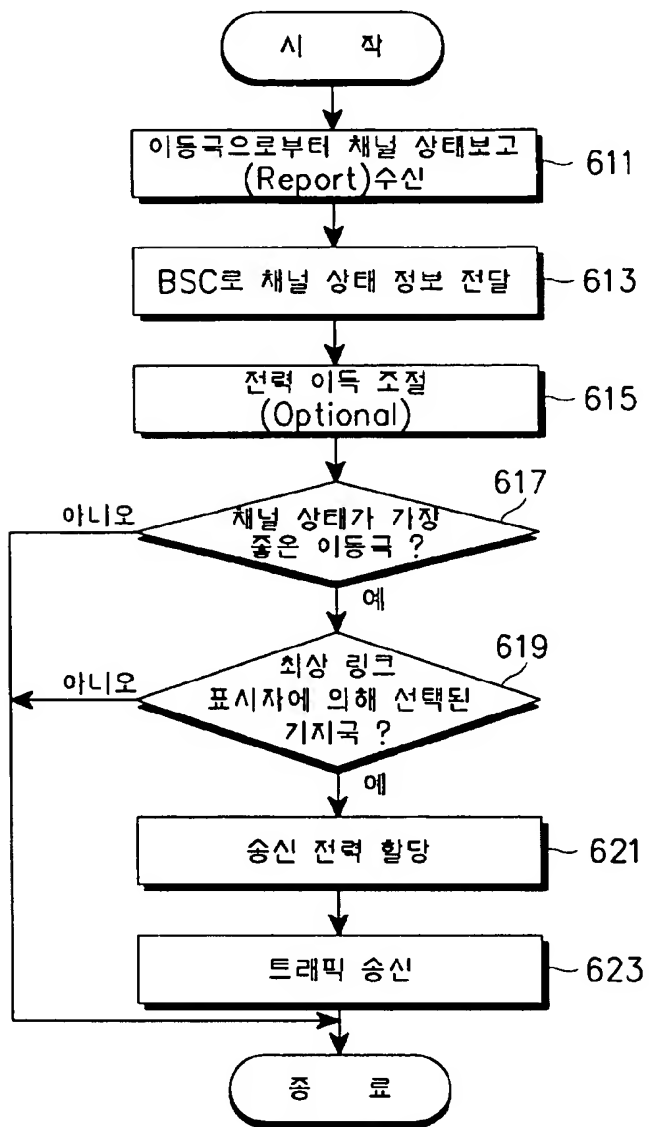


도면15a

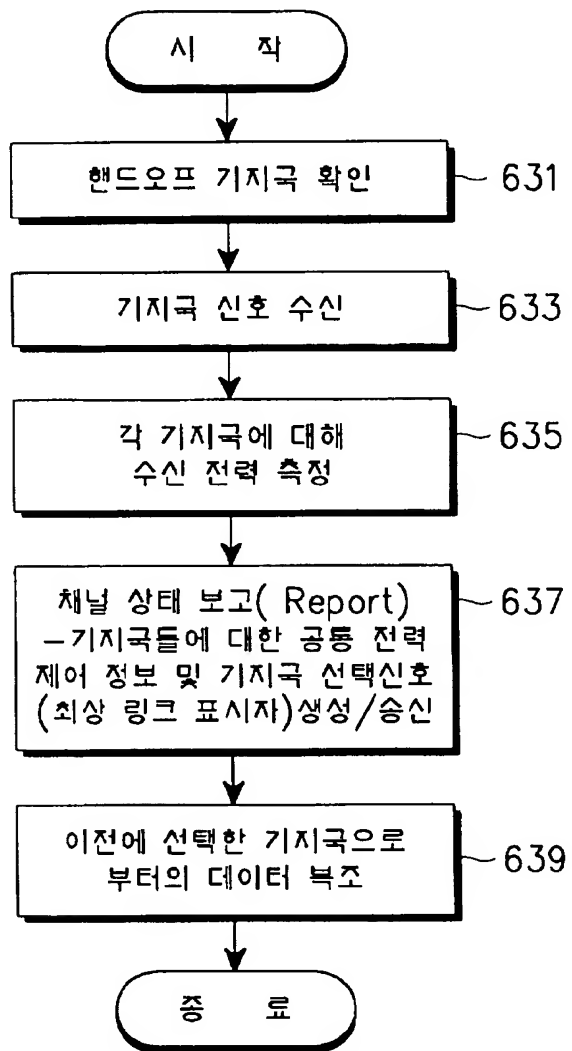


도면15b

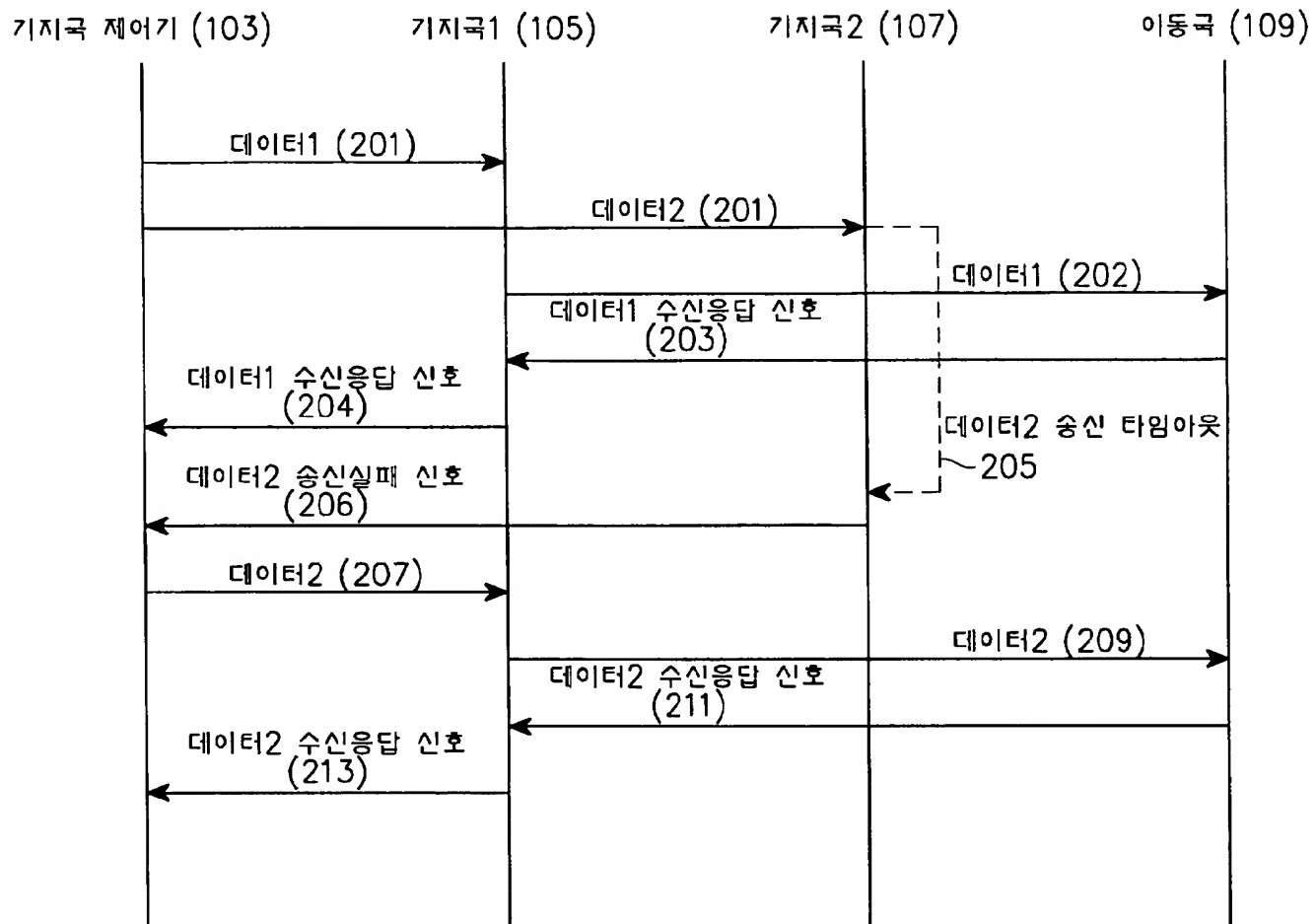




도면15c



도면16



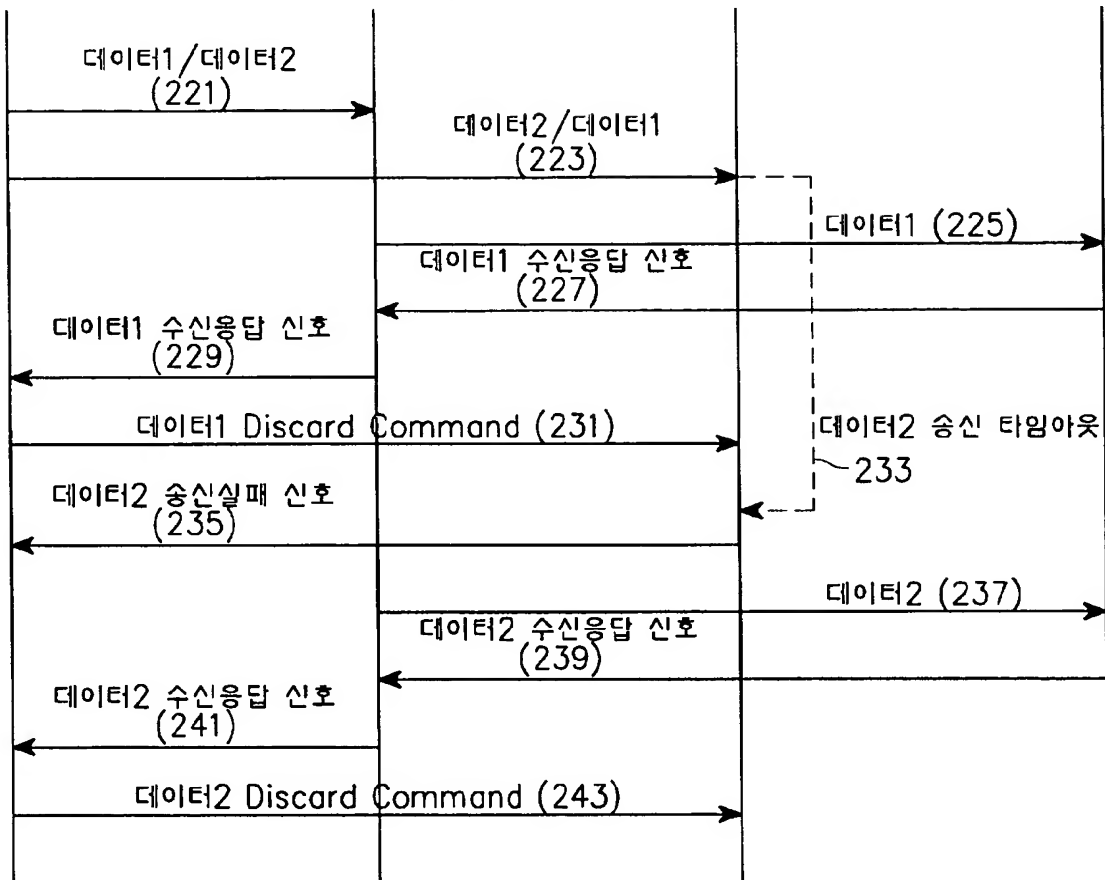
도면17

기지국 제어기 (103)

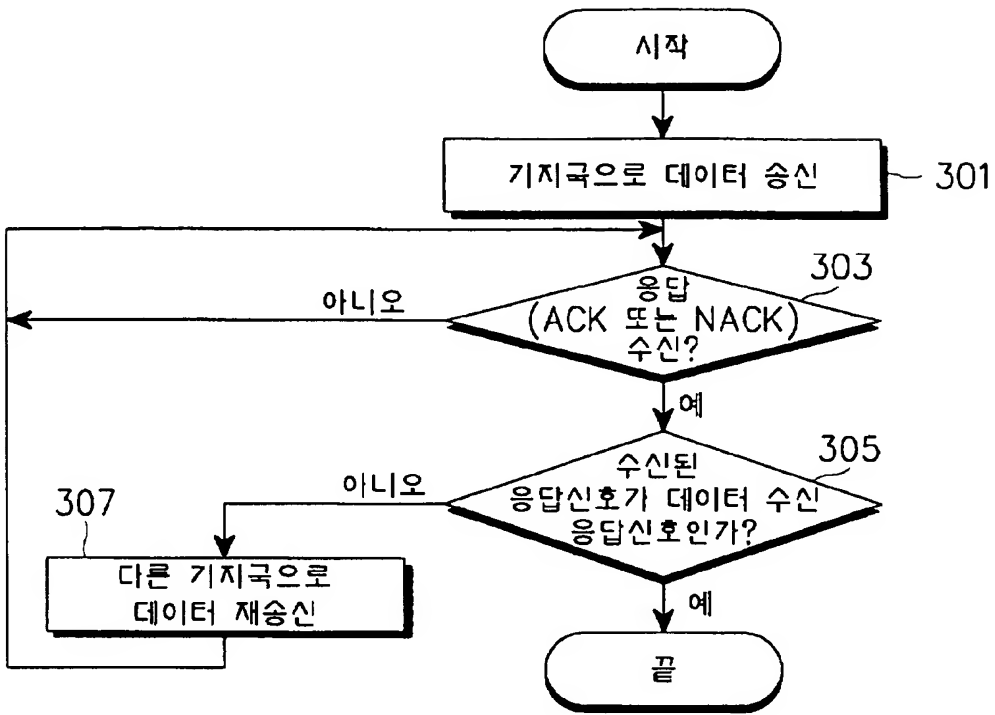
기지국1 (105)

기지국2 (107)

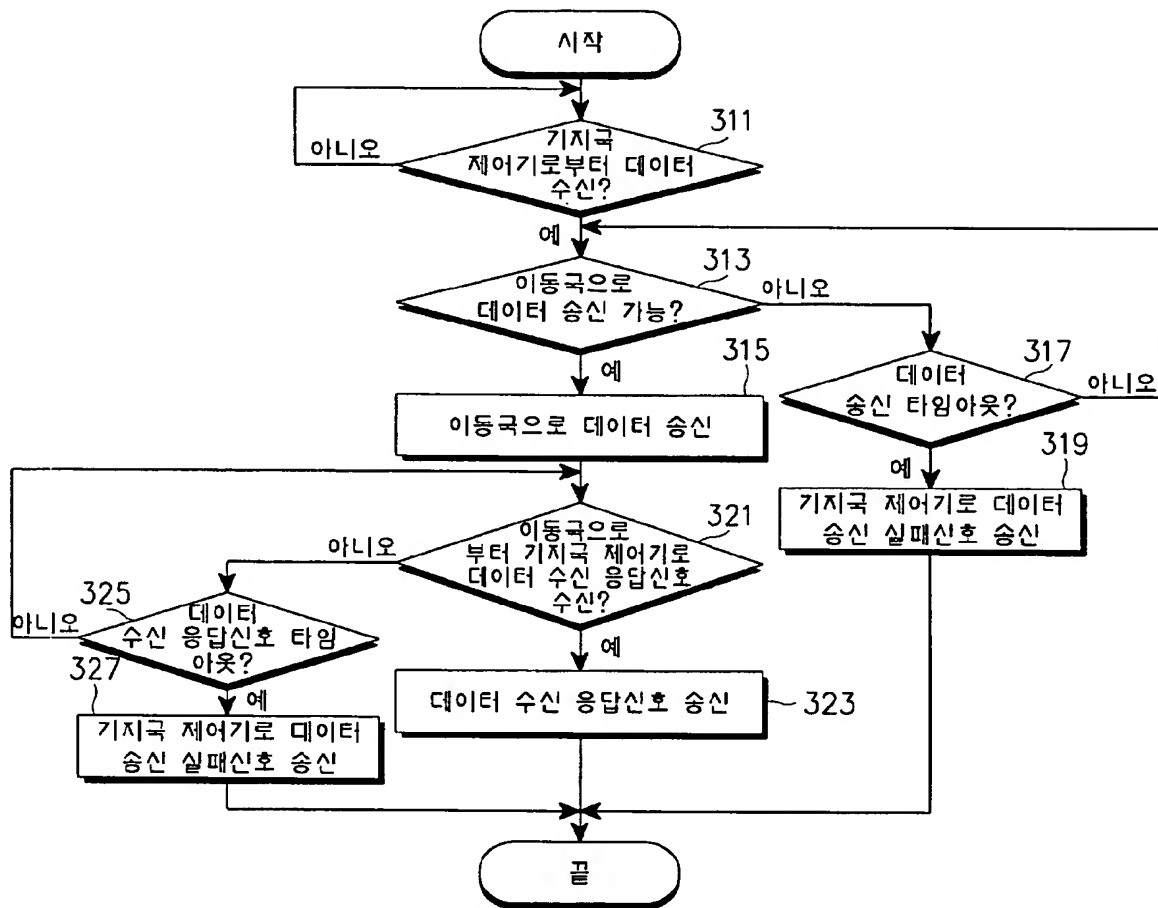
이동국 (109)



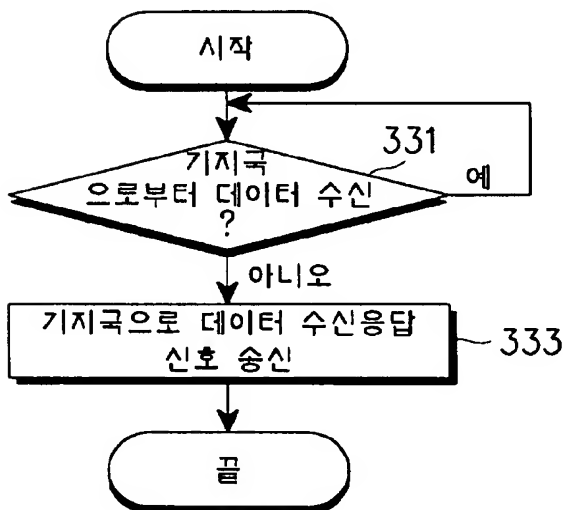
도면18a



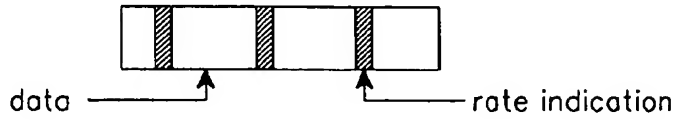
도면18b



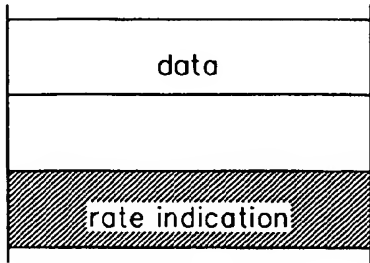
도면18c



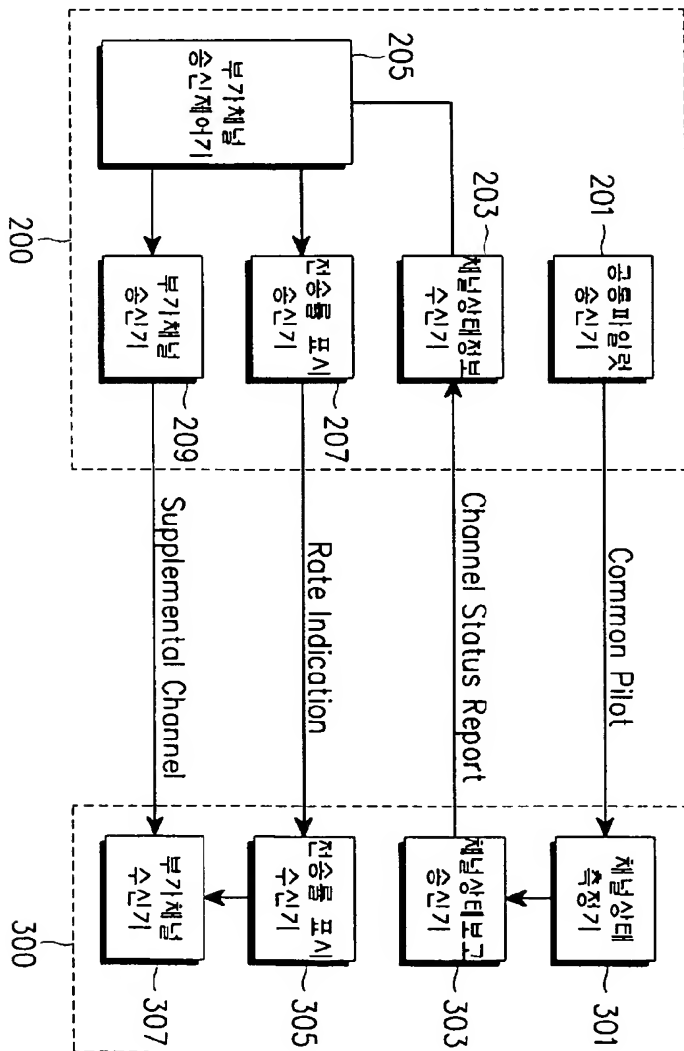
도면19a



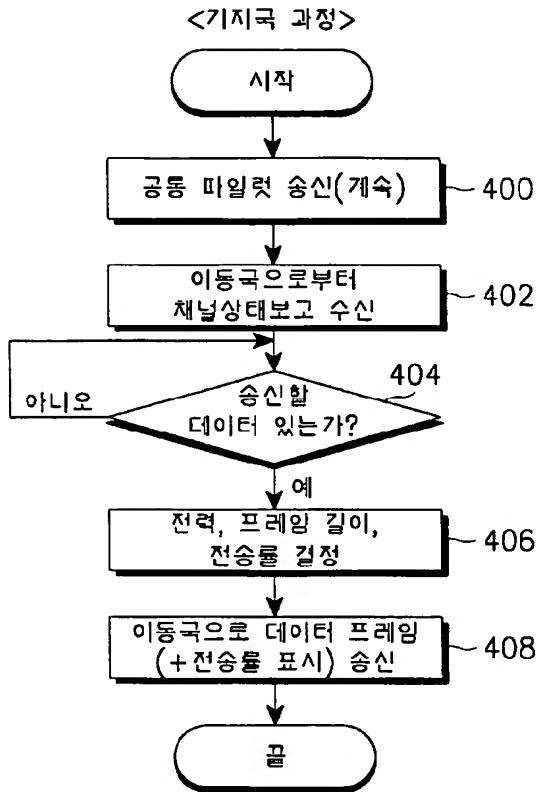
도면19b



도면20

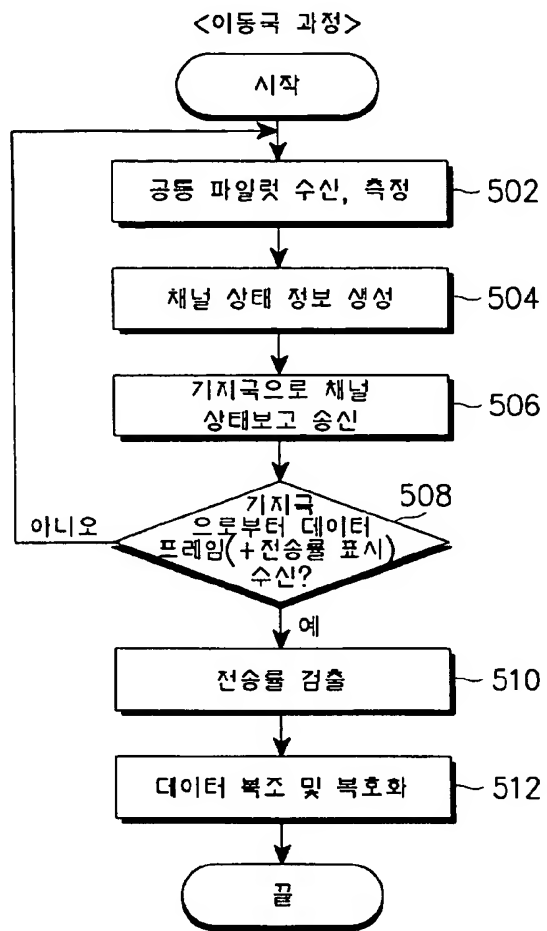


도면21



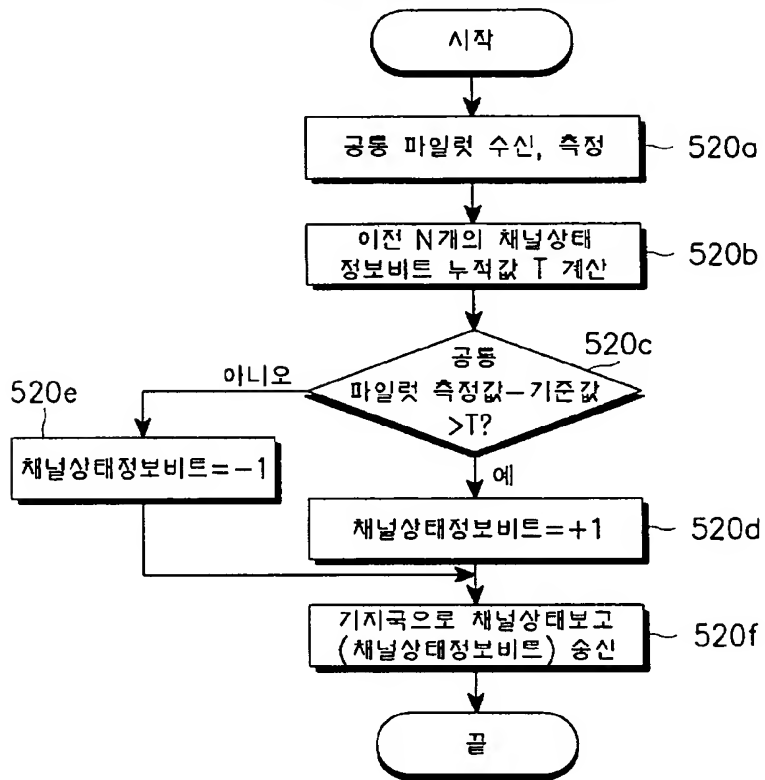
도면22





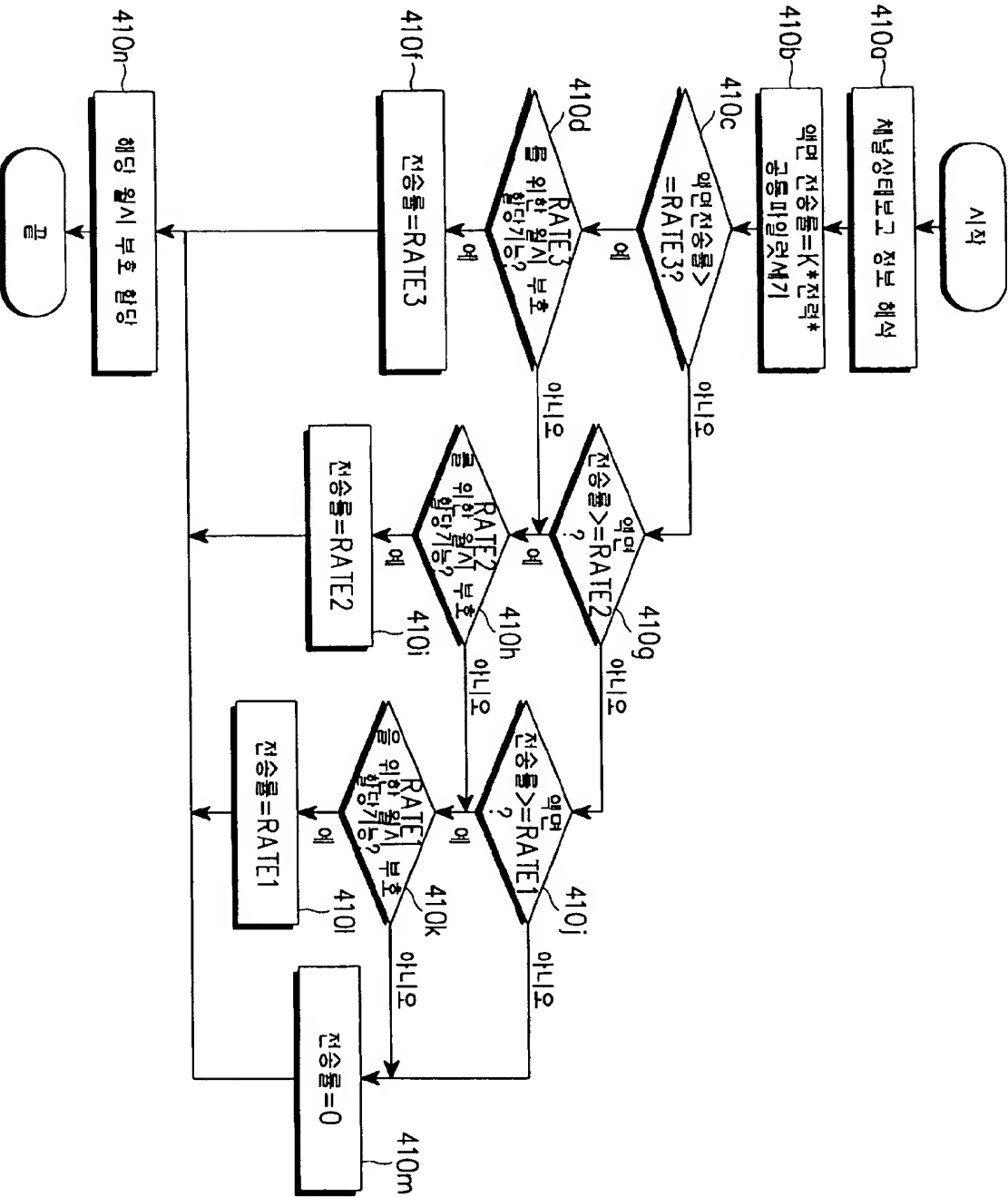
도면23

<이동국 채널상태보고과정>



도면24

<기저국 전송률 결정 과정>

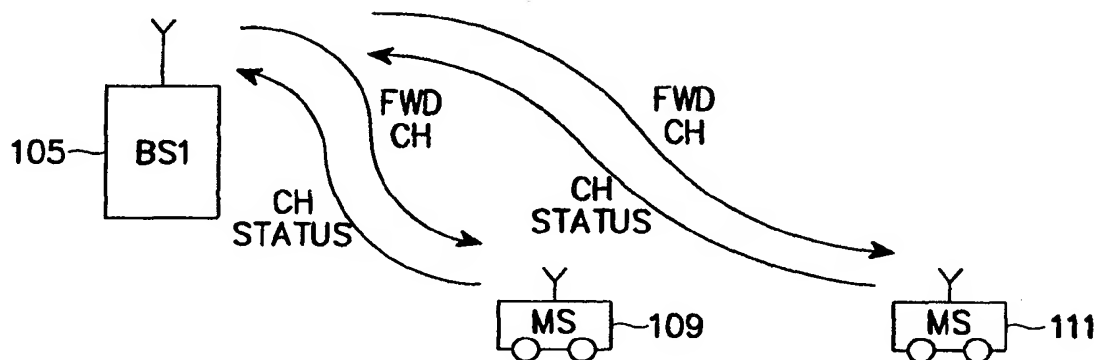




## INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification <sup>7</sup> : <b>H04Q</b>		<b>A2</b>	(11) International Publication Number: <b>WO 00/04728</b>
			(43) International Publication Date: 27 January 2000 (27.01.00)
(21) International Application Number: PCT/KR99/00380 (22) International Filing Date: 16 July 1999 (16.07.99) (30) Priority Data: 1998/28975      16 July 1998 (16.07.98)      KR 1998/32352      5 August 1998 (05.08.98)      KR 1998/33360      14 August 1998 (14.08.98)      KR		(81) Designated States: AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW, European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).  Published <i>Without international search report and to be republished upon receipt of that report.</i>	
(71) Applicant: SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD. [KR/KR]; 416, Maetan-dong, Paldal-gu, Suwon-shi, Kyungki-do 442-370 (KR). (72) Inventors: PARK, Jin-Soo; 70-1, Panpo 4-dong, Socho-gu, Seoul 137-044 (KR). KIM, Young-Ky; Sunkyoung Apt. #12-1401, Taechi-dong, Kangnam-gu, Seoul 135-280 (KR). JEONG, Joong-Ho; 63-34, Chamwon-dong, Socho-gu, Seoul 137-030 (KR). (74) Agent: LEE, Keon-Joo; Mihwa Building 110-2, Myongryun-dong 4-Ga, Chongro-gu, Seoul 110-524 (KR).			

(54) Title: PROCESSING PACKET DATA IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM



## (57) Abstract

A packet data processing device for a mobile communication system. A base station includes a channel status information receiver for receiving channel status information for a forward channel from a mobile station; a supplemental channel transmission controller for determining a bit rate of the mobile station according to the channel status information, a supplemental channel transmitter for transmitting data to the mobile station at the bit rate determined by the supplemental channel transmission controller; and a rate indicator transmitter for generating a rate indicator having information about the determined bit rate and transmitting the generated rate indicator to the mobile station. The mobile station includes a channel status measurer for detecting power of a signal received over a pilot channel to measure channel status; a channel status information transmitter for generating channel status information according to the measured channel status and transmitting the channel status information to a base station; and a supplemental channel receiver for detecting a bit rate of data transmitted at a variable rate from the base station and receiving data at the detected bit rate.

**FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY**

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AL	Albania	ES	Spain	LS	Lesotho	SI	Slovenia
AM	Armenia	FI	Finland	LT	Lithuania	SK	Slovakia
AT	Austria	FR	France	LU	Luxembourg	SN	Senegal
AU	Australia	GA	Gabon	LV	Latvia	SZ	Swaziland
AZ	Azerbaijan	GB	United Kingdom	MC	Monaco	TD	Chad
BA	Bosnia and Herzegovina	GE	Georgia	MD	Republic of Moldova	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagascar	TJ	Tajikistan
BE	Belgium	GN	Guinea	MK	The former Yugoslav Republic of Macedonia	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Greece			TR	Turkey
BG	Bulgaria	HU	Hungary	ML	Mali	TT	Trinidad and Tobago
BJ	Benin	IE	Ireland	MN	Mongolia	UA	Ukraine
BR	Brazil	IL	Israel	MR	Mauritania	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Iceland	MW	Malawi	US	United States of America
CA	Canada	IT	Italy	MX	Mexico	UZ	Uzbekistan
CF	Central African Republic	JP	Japan	NE	Niger	VN	Viet Nam
CG	Congo	KE	Kenya	NL	Netherlands	YU	Yugoslavia
CH	Switzerland	KG	Kyrgyzstan	NO	Norway	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Democratic People's Republic of Korea	NZ	New Zealand		
CM	Cameroon			PL	Poland		
CN	China	KR	Republic of Korea	PT	Portugal		
CU	Cuba	KZ	Kazakstan	RO	Romania		
CZ	Czech Republic	LC	Saint Lucia	RU	Russian Federation		
DE	Germany	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DK	Denmark	LK	Sri Lanka	SE	Sweden		
EE	Estonia	LR	Liberia	SG	Singapore		

**PROCESSING PACKET DATA**  
**IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**

**BACKGROUND OF THE INVENTION**

5        **1. Field of the Invention**

The present invention relates generally to a mobile radio communication system, and in particular, to a method for processing data by varying the power and bit rate according to a channel condition between a base station and a mobile station and the required quality of service (QoS).

10       **2. Description of the Related Art**

The IS-95 standard supports a real-time voice data service which is called a circuit service. Circuit services can be viewed as a special case of packet services in the sense that dedicated traffic and control channels are typically assigned to the mobile station for extended periods of time during circuit service sessions. This  
15 will lead to less efficient use of the air interface capacity. However, some delay sensitive services such as video applications require a dedicated channel for the duration of the call. The circuit service may be characterized in that it sends input circuit data consecutively. In contrast to the IS-95 standard, a mobile communication system based on the IMT-2000 standard, supporting a high bit rate,  
20 can provide a packet data service for large quantity data, such as a moving picture and an image, using a supplemental channel. The packet data is transmitted as

- 2 -

inconsecutive burst data, whereas the circuit data based on the IS-95 standard is transmitted as consecutive voice data. Further, for the packet data service defined by the IMT-2000 standard, it is required to maximize throughput while satisfying various bit rates required by users. In contrast, in the IS-95, for the voice server,  
5 it is required to provide a uniform service to all the users irrespective of the channel condition. To satisfy the IS-95 uniform service requirement, the system allocates higher power to a mobile station under a bad channel condition. However, such a method cannot be used to maximize the data throughput for the packet data service.

When the consecutive data processing method for the circuit service is  
10 applied to the packet service which transmits data inconsecutively, it is difficult to maximize a bit rate of the packet data, thus causing a decrease in data processing efficiency and channel efficiency.

In addition, the aforementioned data processing problem occurs even during a handoff. That is, a handoff method in an existing mobile communication system  
15 providing the circuit service combines or selects the same data transmitted simultaneously from at least two mobile stations concerned in the handoff. When this handoff method is applied to the packet service, it is difficult to adaptively optimize a bit rate according to the channel condition, thus causing a reduction in packet throughput. Therefore, to provide a packet data service, the data transmission  
20 method and the handoff method should be redesigned to satisfy transmission characteristics of the packet data. In particular, there is required a new method for allocating power of the forward link to a mobile station and establishing a data path passing through the base station.

## SUMMARY OF THE INVENTION

- 3 -

It is, therefore, an object of the present invention to provide a data processing method for packet data communication in a mobile communication system, in which a mobile station estimates a channel condition using a signal transmitted from a base station and transmits channel status information to the base station, and the  
5 base station then allocates higher power for a mobile station in a good channel condition depending on the channel status information and transmits data to the mobile station with the allocated power.

It is another object of the present invention to provide a data processing method for packet data communication in a mobile communication system, in  
10 which a mobile station estimates a channel condition using a signal transmitted from a base station and transmits channel status information to the base station, and the base station then transmits data to a mobile station in a good channel condition at a higher bit rate depending on the channel status information.

It is further another object of the present invention to provide a data  
15 processing method for packet data communication, wherein a mobile station transmits channel status information to a base station, and receives data with rate indicator that the base station has transmitted in response to the channel status information, so as to rapidly adapts to a variable bit rate.

It is still further another object of the present invention to provide a data  
20 processing method for packet data communication in a mobile communication system, wherein a mobile station determines a bit rate and power depending on a weighting factor corresponding to the type of service data.

It is still further another object of the present invention to provide a data processing method for packet data communication in a mobile communication



- 4 -

system, wherein to maximize throughput of packet data during a handoff, a base station controller transmits divided different data to base stations concerned in the handoff, and the base stations receive channel status information and transmit packet data to a mobile station only when a channel is in a good condition.

5        It is still further another object of the present invention to provide a data processing method for packet data communication in a mobile communication system, wherein to maximize throughput of packet data during a handoff, a base station controller transmits the same data to base stations concerned in the handoff and the base stations receive channel status information and transmit packet data to  
10 a mobile station only when a channel is in a good condition.

In order to accomplish the above objects, there is provided a packet data processing device for a mobile communication system. A base station includes a channel status information receiver for receiving channel status information for a forward channel from a mobile station; a supplemental channel transmission  
15 controller for determining a bit rate of the mobile station according to the channel status information, a supplemental channel transmitter for transmitting data to the mobile station at the bit rate determined by the supplemental channel transmission controller; and a rate indicator transmitter for generating a rate indicator having information about the determined bit rate and transmitting the generated rate  
20 indicator to the mobile station. The mobile station includes a channel status measurer for detecting power of a signal received over a pilot channel to measure channel status; a channel status information transmitter for generating channel status information according to the measured channel status and transmitting the channel status information to a base station; and a supplemental channel receiver for  
25 detecting a bit rate of data transmitted at a variable rate from the base station and receiving data at the detected bit rate.

## BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The above and other objects, features and advantages of the present invention will become more apparent from the following detailed description when taken in conjunction with the accompanying drawings in which like reference numerals  
5 indicate like parts. In the drawings:

FIG. 1 is a diagram illustrating a mobile communication system to which a handoff method is applied according to an embodiment of the present invention;

FIG. 2 is a diagram illustrating a procedure in which a base station sends packet data to mobile stations based on channel status information received from  
10 the mobile stations according to an embodiment of the present invention;

FIG. 3 is a diagram illustrating a channel card for a base station according to an embodiment of the present invention;

FIG. 4 is a diagram illustrating a handoff method in which divided different data are transmitted to two base stations according to a first embodiment of the  
15 present invention;

FIG. 5 is a diagram illustrating a finger configuration for a mobile station, for receiving divided different data according to an embodiment of the present invention;

FIG. 6 is a diagram illustrating a channel status reporting procedure during  
20 a handoff according to an embodiment of the present invention;

FIGs. 7A to 7D are diagrams illustrating a handoff method according to the first embodiment of the present invention, performed in a base station controller, a base station and a mobile station, respectively;

FIG. 8 is a diagram illustrating a method for transmitting the divided  
25 different data stored in buffers of two base stations according to an embodiment of the present invention;

FIG. 9 is a diagram illustrating a method for relaying delayed data to a base

- 6 -

station when another base station has a bad channel condition according to an embodiment of the present invention;

FIG. 10 is a diagram illustrating a method for transmitting opposite data in reserve, providing for a case where one of the base stations is in a bad channel  
5 condition, according to an embodiment of the present invention;

FIG. 11 is a diagram illustrating a handoff method in which the same data are transmitted to two base stations according to a second embodiment of the present invention;

FIG. 12 is a diagram illustrating a structure of a frame that a mobile station  
10 transmits to a base station over a reverse channel for channel status reporting according to an embodiment of the present invention;

FIG. 13 is a diagram illustrating a method for transmitting the same data stored in buffers of two base stations according to an embodiment of the present invention;

15 FIG. 14 is a diagram illustrating a method for detecting a data transmitting point according to an embodiment of the present invention;

FIGs. 15A to 15C are flow charts illustrating a handoff method for transmitting the same data to at least two base station according to an embodiment of the present invention;

20 FIG. 16 is a flow chart illustrating a first method for retransmitting transmission-failed data when one of two base stations has failed to transmit the data, according to an embodiment of the present invention;

FIG. 17 is a flow chart illustrating a second method for retransmitting transmission-failed data when one of two base stations has failed to transmit the  
25 data, according to an embodiment of the present invention;

FIGs. 18A to 18C are flow charts illustrating the first data retransmission method of FIG. 16, performed in a base station controller, a base station and a mobile station, respectively;

- 7 -

FIG. 19A is a diagram illustrating a method for inserting a rate indicator in a supplemental channel for transmitting user data according to an embodiment of the present invention;

FIG. 19B is a diagram illustrating a method for inserting a rate indicator in  
5 a separate channel according to an embodiment of the present invention;

FIG. 20 is a diagram illustrating a base station and a mobile station, constructed to support effective forward packet transmission according to an embodiment of the present invention;

FIG. 21 is a flow chart illustrating an operation of a base station, for inserting  
10 a rate indicator in data according to an embodiment of the present invention;

FIG. 22 is a flow chart illustrating an operation of a mobile station according to an embodiment of the present invention;

FIG. 23 is a flow chart illustrating a channel status reporting procedure of a mobile station according to an embodiment of the present invention; and

FIG. 24 is a flow chart illustrating a rate determining procedure of a base  
15 station according to an embodiment of the present invention.

## DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

A preferred embodiment of the present invention will be described hereinbelow with reference to the accompanying drawings. In the following  
20 description, well known functions or constructions are not described in detail since they would obscure the invention in unnecessary detail. A preferred embodiment of the present invention may generally be defined as follows.

To maximize throughput of packet data, a mobile station receives a signal transmitted from a base station to detect a condition of a channel to the base station,  
25 and transmits corresponding channel status information to the base station. Upon

- 8 -

receipt of the channel status information from multiple mobile stations, the base station transmits packet data to the mobile stations at different bit rates according to the conditions of the respective channels to the mobile stations. A detailed description will be given with reference to FIG. 2.

5 Referring to FIG. 2, a mobile communication system is comprised of a plurality of mobile stations 109-111, each in communication with a base station 105 whereby the base station 105 sends packet data to the mobile stations 109-111 based on channel status information received from the mobile stations according to an embodiment of the present invention.

10 FIG. 2 illustrates a state where mobile stations report forward channel conditions (i.e., CH STATUS) to a base station during a packet service. The forward channel can be a pilot channel or a traffic channel. The pilot channel is a common channel over which the base station transmits a pilot signal to the mobile station, and enables the mobile station to perform continuous channel status  
15 monitoring. The mobile station measures the power of the pilot channel or the traffic channel to generate channel status information.

The channel status information can vary according to a target channel for measurement, a channel measurement method, a coding method for a measured value and the number of information bits. Further, the method for transmitting the  
20 channel status information from a mobile station to a base station can also be varied. Herein, a reference will be made to several embodiments therefor.

For example, the channel status information can be a channel status information bit generated by detecting the power of a pilot channel or its power variation. A method for generating the channel status information bit will be later

- 9 -

described in detail.

As another example, the channel status information can be a power control bit. A mobile station can generate a power control bit by measuring the power of a traffic channel or a pilot channel. A described method of generating a power control bit based on measurement of the pilot power at a mobile station can be found in Korean patent application number 98-22219 filed by the applicant of the invention and incorporated in its entirety herein by reference. The mobile station can send the power control bit for channel status reporting over a reverse pilot channel.

For fast adaption to variations in the channel status (or condition), a 1.25ms or 2.5ms frame is used which is shorter in length than a 20ms or 5ms frame for the circuit service. In particular, for a supplemental channel sending packet data at a high rate, a 1.25ms frame can be used. Further, with respect to transmitting information for the purpose of channel status reporting in lieu of sending one bit (or power control bit) of 800Hz per 1.25ms over a reverse channel, a method can be used for sending several bits representing multiple levels during 1.25ms or equivalently sending individual bits at a higher rate. That is, apart from sending an existing 800Hz power control bit over the reverse channel, channel status information may be transmitted over a reverse channel at a rate of 9.6Kbps, 4.8Kbps, 2.4Kbps or 1.2Kbps. The reverse channel for sending the channel status information can be a reverse dedicated control channel or a separate status report channel. The separate status report channel can be a separate Walsh code channel. For fast application of the channel status information, the channel status report channel is preferably transmitted without channel encoding. For example, in the case where multi-level bits are transmitted at 4.8Kbps, since 6 information bits can be transmitted per 1.25ms, it is possible to make the channel status report with 64

- 10 -

levels, which is more accurate as compared with a case where existing 2 levels are used. Further, when individual bits representative of  $\mp 1$  are sent at 4.8Kbps, a value representing a channel status is updated by monitoring the channel status at every 0.208ms which is shorter than 1.25ms. In sending the channel status information at  
 5 a high rate, various coding techniques can be applied so as to effectively use bits representative of channel status information.

With regard to generating channel status information, it is possible for the mobile station to use a method for representing the measured strength of a pilot signal on a forward channel as an accumulated value of N channel status  
 10 information bits and a weighting factor applied in summing the past channel status information bits. That is, a difference T(i) between the power value of a pilot signal measured at present (i.e., at time T1) and a reference value, which is a channel status information bit (CBS) determined at the present time, can be represented by

[Equation 1]

$$15 \quad T(i) = \sum_{j=i-N}^{i-1} [e^{-a(i-j)} \text{CSB}(j)]$$

where CSB(j) represents a channel status information bit at time j, and "a" represents a constant which is larger than or equal to zero. Therefore, to generate a new channel status information bit CSB(i) at the present time T1, the new channel status information bit CSB(i) is determined as +1 or -1 such that the sum T(i+1) of  
 20 N previous channel status information bits, including the new channel status information bit CSB(i) more closely approaches a measured value for a common pilot signal. Here,  $e^{-a(i-j)}$  is a term expressing a weighting factor applied in summing the past channel status information bits; when "a" is larger zero, the more past bits are summed with the more attenuated weighting factors, and when "a" is zero, all

- 11 -

the channel status information bits are summed with the same weighting factor. When a mobile station transmits the channel status information bits generated as stated above to a base station for channel status reporting, the base station accumulates the received channel status information bits in accordance with  
5 Equation 1 to determine the channel status. This channel status information indication method is advantageous in that even though one or more channel status information bits may be in error, the errors are not cumulative so that the channel status information bits are restored to a normal state after passage of a given number of channel status information bits.

10 As another channel status information indication method, ADPCM (Adaptive Differential Pulse Code Modulation) can be used, which encodes a difference between a sample value adaptively estimated from previous samples and an actual sample value. Since this method is well known in the art, a detailed description will be avoided herein.

15 As an alternate channel status information indication method, DM (Delta Modulation) can also be used, which encodes a difference between a sample value estimated from previous samples and an actual sample value into one bit. Since this method is also well known in the art, a detailed description will be avoided herein.

For fast adaption to the channel status, 1.25ms frame is used as stated above.  
20 However, it is possible to vary the frame length according to the selected bit rate. For example, for a relatively low bit rate (e.g., 9.6Kbps), a 20ms frame can be used; for an intermediate bit rate (e.g., 38.4Kbps), a 5ms frame can be used; and for a relatively higher bit rate (e.g., 307.2Kbps), a 1.25ms frame can be used. Table 1 shows the number of bits per frame according to the bit rate and the frame length.  
25 In Table 1, bold letters in shaded blocks denote the number of bits per frame for the



combinations of the rates and frame lengths which can be supported.

[Table 1]

Rate [Kbps]	20ms	5ms	1.25ms
9.6	<b>192</b>	48	12
19.2	<b>384</b>	96	24
38.4	768	<b>192</b>	48
76.8	1536	<b>384</b>	96
153.6	3072	768	<b>192</b>
307.2	6144	1536	<b>384</b>

10 Prior to describing a handoff performed between two or more base stations, a description will be first made regarding operations of base stations with reference to FIG. 2. Since the respective base stations perform the same operation, the description will be made regarding only an operation of a base station 105, for simplicity.

15 To maximize throughput of packet data, during data transmission, the base station 105 receives channel status reports for corresponding forward channels from mobile stations 109 and 111 at every frame, as illustrated in FIG. 2. The base station 105 should determine the power allocation for each mobile station to which a radio link is formed, and a bit rate according to the channel condition estimated by the  
 20 mobile station. A description will be now made regarding a method for determining power allocation and bit rates for the respective mobile stations. The method for determining the power allocation and the bit rate can be divided into three

submethods as follows:

In a first method for determining power allocation and bit rate, upon receipt of a channel status report from a mobile station for a forward channel FWD\_CH, the base station 105 concentratively allocates its transmission power to the mobile station from among the plurality of mobile stations in the best channel condition, i.e., a mobile station for which the base station can provide the highest bit rate with the lowest transmission power, during the next frame. For example, in FIG. 2, when the mobile station 109 is in a better channel condition than mobile station 111, the base station 105 concentrates its transmission power for the next frame on data which is transmitted to the mobile station 109 over the supplemental channel.

More specifically, upon receipt of channel status reports from the mobile stations 109 and 111, the base station 105 calculates a power value required to transmit data to the respective mobile stations 109 and 111 at a 1Kbps rate, the calculated power value is based on an accumulated value of power control bits transmitted from each mobile station reporting its respective channel status. Here, the total transmission power of the base station 105 is the sum of values obtained, for the mobile stations 109 and 111, by multiplying bit rates for the mobile stations 109 and 111 by power values for sending data to the mobile stations 109 and 111 at 1Kbps. On this condition, the base station 105 allocates the power so as to maximize the sum of bit rates for the mobile stations 109 and 111. By doing so, it is possible to allocate the entire power to the mobile station 109 which is in the best channel condition, i.e., the mobile station 109 to which the base station 105 can send data with the lowest power at 1Kbps. This power allocation is newly performed at every frame. In algebraic expression, when the total transmission power of a base station is  $P_T = P_1 + P_2 + \dots + P_N$  (where  $P_1, P_2, \dots$ , and  $P_N$  denote power of mobile stations 1, 2, ..., and N, respectively), an aim is to calculate a vector

- 14 -

$P = \{P_1, P_2, \dots, P_N\}$  which maximizes the sum,  $BR(1) + BR(2) + \dots + BR(N)$ , of bit rates for the respective mobile stations. Power (or  $E_b/N_0$ ),  $P_b^R(i)$ , required to send data at 1Kbps is a value known to the base station for the respective links. From the standpoint of the base station, maximization of the throughput can be defined as

5 [Equation 2]

Given

$$\sum_{i=1}^N BR(i) P_b^R(i) = P_T$$

$$\text{Maximize} \left( \sum_{i=1}^N BR(i) \right)$$

For a general solution of Equation 2,  $P_k = P_T$  for  $i$  and  $k$  which minimize the  
 10 value  $P_b^R(i)$ , and  $P_{i(\neq k)} = 0$  for the remaining  $i$ . If a bit rate  $BR(k)$  satisfying a given condition  $BR(k) \cdot P_b^R(k) = P_T$  exceeds a maximum permissible bit rate  $BR_{\max}$ , power  $P_k$  for a mobile station having the minimum  $P_b^R(i)$  is set to  $BR_{\max} \cdot P_b^R(k)$ . That is, a bit rate is set to  $BR_{\max}$  and the remaining power ( $P_T - P_k$ ) is allocated to a mobile station whose  $P_b^R(i)$  has a next low value.

15 Power allocation of a base station depending on the channel condition increases a bit rate for the mobile station 109 in the good channel condition, but decreases a bit rate for the mobile station 111 in the bad channel condition.

In a second method proposed to solve this problem, a base station allocates its power such that a bit rate dependent on the channel condition, multiplied by a  
 20 weighting factor  $w(i)$  dependent on a quality of service (QoS) of the mobile station is maximized. The weighting factor is determined according to the QoS required by the respective mobile stations. This can be optimized in accordance with the

following equation:

[Equation 3]

Given

$$\sum_{i=1}^N BR(i)P_b^R(i) = P_T$$

5      Maximize  $\left( \sum_{i=1}^N w(i)BR(i) \right)$

The base station allocates the power according to this maximization formula and then, transmits data with power allocated for a mobile station  $i$  at a possible bit rate  $BR(i)=P_i/P_b^R(i)$ .

In a third method, the base station 105 allocates a fixed power to the  
 10    respective mobile stations, and then variably sets the bit rate according to the  
 channel condition which is monitored in real time. Upon receipt of a channel status  
 report for the forward channel FWD\_CH, the base station 105 transmits data to a  
 mobile station in a good channel condition at a higher bit rate and to a mobile  
 station in a bad channel condition at a lower bit rate over the supplemental channel  
 15    for the next frame. For example, in FIG. 2, if the mobile station 109 has a good  
 channel condition, the base station 105 transmits data to the mobile station 109 at  
 a higher bit rate and transmits data to the mobile station 111 having a relative bad  
 channel condition at a lower bit rate.

More specifically, in the third power allocation and bit rate determination  
 20    method, the base station allocates the same fixed power level to the respective  
 mobile stations. Upon receipt of channel status reports from the mobile stations 109  
 and 111, the base station 105 calculate bit rates for the respective mobile stations  
 109 and 111 based on the channel status reports. For example, the bit rate can be

- 16 -

determined based on an accumulated value of power control bits transmitted from a channel status reporting mobile station and the fixed power allocated to the mobile station. More specifically, the bit rate is determined to be directly proportional to the allocated fixed power and inversely proportional to the accumulated value of the power control bits. Here, the accumulated value of the power control bits is updated at every frame according to the channel condition, and the bit rate is also updated at every frame according to the channel condition.

When adaptively determining the bit rate to be transmitted at each frame, the base station uses the fixed power allocated to a target mobile station and the channel status information received from the target mobile station in the previous frame. The channel status information may be, for example, the strength of a common pilot signal. The variable bit rate, defined as a par bit rate, can be expressed as:

[Equation 4]

$$\text{Par Bit Rate} = K \cdot (\text{power}) \cdot (\text{strength of a common pilot signal})$$

where K is a constant and the strength of a common pilot signal is inversely proportional to the accumulated value of the power control bits.

As described above, when a base station transmits data to a mobile station with allocated power for one frame, a bit rate is adaptively determined according to the channel condition.

When the bit rate is adaptively determined as stated above, a mobile station should detect the variable bit rate to receive data. For detecting the variable bit rate, a mobile station can use the following two methods.

- 17 -

In a first method, a mobile station can perform blind detection to receive data of variable rate. For blind detection, the mobile station performs data detection for all the possible bit rates and then selects data at a CRC (Cyclic Redundancy Code)-verified rate.

5 In a second method, a base station sends bit rate information to a mobile station over a forward channel. The base station can transmit a rate indicator over a supplemental channel for transmitting user data, as illustrated in FIG. 19A. The rate indicator can include several rate indication bits inserted in the data frame at predetermined locations. Here, the rate indication bits can be transmitted at fixed  
10 periods (or at a fixed rate), and can also be dispersedly located within the frame to obtain a time-switched diversity effect. More specifically, the base station inserts the rate indication bits in frame data being transmitted over a supplemental channel to transmit the rate indication bits. To insert the rate indicator at every frame, there are required means for generating the rate indicator and means for inserting the rate  
15 indicator.

For example, the means for generating the rate indicator can generate the rate indicator in the following method.

The base station may include corresponding Walsh code information with the rate indicator being transmitted to the mobile station. The Walsh code is used  
20 for separating forward channels; a primitive Walsh code of the shortest length is used at the highest bit rate. At a bit rate lower by  $1/N$  than the highest bit rate, the primitive Walsh code or an inverse primitive Walsh code, which is repeated by  $N$  times according to a specific pattern, is used. Therefore, the base station can previously assign the primitive Walsh code to the mobile station at the beginning  
25 of the service, and send repetitive pattern information of the primitive Walsh code

- 18 -

together with the rate indicator in every frame. The mobile station then combines primitive symbol values obtained by multiplying the primitive Walsh code by a received signal, according to the repetitive pattern, to determine symbol values matched to the rate. For example, a mobile station assigned with a primitive Walsh  
5 code "+1 +1 -1 -1" sequentially multiplies "+1 +1 -1 -1" by a received 4-chip signal and integrates the multiplied signal to obtain a primitive symbol S1. The mobile station again sequentially multiplies "+1 +1 -1 -1" by the next received 4-chip signal and integrates the multiplied signal to obtain a primitive symbol S2. Further, the mobile station detects rate information and analyzes the detected rate  
10 information. As the result of the analysis, if the rate is 1/2 the highest rate and the repetitive pattern is "+1 +1", the mobile station determines a symbol value for the corresponding rate as S1+S2. In addition, when the repetitive pattern is "+1 -1", the mobile station determines a symbol value for the corresponding rate as S1-S2. In another Walsh code assignment method, a base station can assign the longest Walsh  
15 code corresponding to the lowest rate to respective mobile stations at the beginning of the service, and designate one of the mobile stations using a lower Walsh code made by a combination of upper Walsh codes to use the upper Walsh code, which is an element of the longest Walsh code, at a rate higher than the lowest rate. Here, the mobile station can uniquely detect a corresponding Walsh code from the rate  
20 information.

When using several frame lengths, a base station can notify a frame length to be used to a mobile station through a dedicated control channel message. When the frame length is uniquely determined according to the rate, it is possible to distinguish the frame length depending on only the rate indicator without separate  
25 frame length indication.

In addition, a multiplexer can be used for the means for inserting the rate

indicator in frame data on a supplemental channel.

FIG. 20 illustrates a base station and a mobile station, constructed to perform effective forward packet data transmission according to an embodiment of the present invention.

5 Referring to FIG. 20, reference numeral 200 denotes a base station and reference numeral 300 denotes a mobile station. The base station 200 includes a supplemental channel transmission controller 205, a common pilot transmitter 201, a channel status information receiver 203, a rate indicator transmitter 207 and a supplemental channel transmitter 209. The common pilot transmitter 201  
10 continuously transmits a common pilot signal over a forward pilot channel. The channel status information receiver 203 receives a channel status report that a mobile station has transmitted in response to the common pilot signal, and provides the channel status information to the supplemental channel transmission controller 205. Upon receipt of the channel status information from the channel status  
15 information receiver 203, the supplemental channel transmission controller 205 determines power, frame length and bit rate of data to be transmitted to the mobile station 300 which has made the channel status report. The supplemental channel transmission controller 205 enables the supplemental channel transmitter 209 to transmit data using the determined power, frame length and bit rate. The  
20 supplemental channel transmitter 209 transmits data under the control of the supplemental channel transmission controller 205. The base station may transmit a rate indicator together with the transmission data by inserting the rate indicator in the data as shown in FIG. 19A. In addition, the base station 200 may include a rate indicator transmitter 207 for transmitting the rate indicator over a separate channel.  
25 The rate indicator transmitter 207, under the control of the supplemental channel transmission controller 205, generates a rate indicator and transmits the generated



- 20 -

rate indicator over a channel which is spread with a separate Walsh code. The rate indicator may include information about bit rate, Walsh code number and Walsh code length.

The mobile station 300 includes a channel status measurer 301, a channel  
5 status information transmitter 303, rate indicator receiver 305 and a supplemental  
channel receiver 307. The channel status measurer 301 receiving a pilot signal over  
a forward common pilot channel, measures the strength of the received pilot signal  
to provide channel status information to the channel status information transmitter  
303. The channel status information transmitter 303 transmits to the base station  
10 200 the channel status information provided from the channel status measurer 301.  
The supplemental channel receiver 307 detects a frame length and a bit rate from  
a received signal, and receives data using the detected frame length and bit rate.

FIG. 21 illustrates a procedure in which a base station inserts a rate indicator  
in data for transmission according to an embodiment of the present invention.

15 Referring to FIG. 21, a base station generates a common pilot signal using  
the common pilot transmitter 201 and continuously transmits the generated common  
pilot signal over a forward pilot channel, in step 400. The base station receives  
channel status information transmitted from the mobile station in response to the  
common pilot signal, using the channel status information receiver 203 in step 402.  
20 Upon receipt of the channel status information from the mobile station, the base  
station examines in step 404, a channel card buffer 113 of FIG. 3 to determine  
whether there is any buffered data to be transmitted to the mobile station. In step  
406, when there is data to transmit to the mobile station, the base station determines  
the power, frame length and bit rate of the data according to the channel status  
25 information received in step 402. Upon determination of the power, frame length,

- 21 -

and bit rate, the base station transmits the data using the supplemental channel transmitter 209, in step 408. Here, the base station can optimally insert a rate indicator in the data to transmit the rate indicator.

FIG. 22 is a flowchart illustrating the operation of a mobile station according to an embodiment of the present invention. Referring to FIG. 22, a mobile station measures the strength of a common pilot signal received over a common pilot channel using the channel status measurer 301 in step 502. After measuring the strength of the common pilot signal, the mobile station controls the channel status measurer 301 to generate channel status information in step 504. The generated channel status information is transmitted to the base station by the channel status information transmitter 303 in the mobile station, in step 506. After transmission of the channel status information, the mobile station monitors a supplemental channel in step 508 to determine whether data is received from the base station. When data is received over the supplemental channel, the mobile station detects a bit rate indicator from the received data in step 510 and then performs demodulation and decoding for the received data in accordance with the detected bit rate in step 512.

As another method, the base station can transmit a rate indicator over a separate channel as illustrated in FIG. 19B. In this case, the base station should include a rate indicator transmitter 207 for transmitting a bit rate indicator over the separate channel to the mobile station under the control of the supplemental channel transmission controller 205. The separate channel can be a rate indication channel using a separate code.

Further, the mobile station should include a rate indicator receiver 305 which receives the rate indicator from the rate indicator transmitter 207 in the base station over the separate channel and detects power, frame length and bit rate of data to be

- 22 -

received by analyzing the rate indicator. The rate indicator receiver 305 provides information about the detected power, frame length and bit rate to the supplemental channel receiver 307. The supplemental channel receiver 307 then receives the data according to the frame length and bit rate, and performs demodulation and decoding  
5 for the received data.

FIG. 23 illustrates a channel status reporting procedure of a mobile station. Herein, a description will be made regarding an embodiment where the channel status information is represented by a channel status information bit. A mobile station receives a common pilot signal to measure the strength of the received  
10 common pilot channel signal, in step 520a. Thereafter, the mobile station calculates an accumulated value,  $T$ , of  $N$  previous channel status information bits in accordance with Equation 1, in step 520b. Subsequently, the mobile station compares the calculated value  $T$  with a difference value obtained by subtracting a reference value from the measured value of the common pilot signal, in step 520c.  
15 When the difference value is larger than the value  $T$ , the mobile station sets the channel status information bit to +1 in step 520d. Otherwise, when the difference value is not larger than the value  $T$ , the mobile station sets the channel status information bit to -1 in step 520e. Thereafter, the mobile station transmits the channel status information bit to the base station in step 520f.

20 FIG. 24 illustrates a rate determining procedure of a base station. In FIG. 24, it is assumed that there exist three rates RATE1, RATE2 and RATE3, where  $\text{RATE3} > \text{RATE2} > \text{RATE1}$ . In practice, however, additional rates are within the scope of the invention. In addition, it is assumed that the channel status information is represented by a channel status information bit.

25 Referring to FIG. 24, the base station accumulates  $N$  previous channel status

information bits received from a mobile station to derive information about the strength of a common pilot signal, in step 410a. After deriving the channel status information, the base station determines a rate using the channel status information, in step 410b. To determine a rate, the base station first calculates a par rate which  
5 is proportional to transmission power and the strength of the common pilot signal. That is, the par rate= $K \times (\text{transmission power}) \times (\text{strength of a common pilot signal})$ , where K is a proportionality constant. Thereafter, it is determined, in step 401c, whether the calculated par rate is higher than or equal to the highest rate RATE3. When the par rate is not higher than or equal to the highest rate RATE3, it is  
10 determined in step 410g whether the par rate is higher than or equal to the second highest rate RATE2. When the par rate is not higher than or equal to the second highest rate RATE2, it is determined in step 410j whether the par rate is higher than or equal to the third highest rate RATE1. Further, when the par rate is not higher than or equal to the third highest rate RATE1, the bit rate is set to "0" in step 401m,  
15 which means non-transmission of data.

Otherwise, when the par rate is higher than or equal to one of the prescribed rates (i.e., RATE1, RATE2, RATE3), the procedure continues to one of steps 410d, 410h and 410k. In steps 410d, 410h and 410k, it is determined whether a Walsh code can be assigned for the corresponding rate. When a Walsh code can be  
20 assigned for the corresponding rate, the corresponding rate is determined as a permissible rate, in step 410f, 410j or 410l. However, when the Walsh code cannot be assigned for the corresponding rate, it is determined whether a Walsh code can be assigned for a rate lower than the above-stated rate. When the Walsh code is assigned for a lower rate, the rate is defined as a permissible rate. After determining  
25 the permissible rate, the base station assigns the Walsh code in step 410n.

FIG. 3 illustrates a channel card in a base station, for assigning a bit rate and

- 24 -

transmission power. Referring to FIG. 3, a base station channel card buffer 113 stores data to be transmitted to respective mobile stations in service. In FIG. 3, the base station channel card services N mobile stations. A buffer controller 115 controls data read/write operations of the card buffer 113 according to a command  
5 from an upper layer. A detailed description of the buffer control operation will be provided later. A switch array 117 includes N switches corresponding to respective mobile stations MS1-MSN. A switch controller 119 controls the ON/OFF operations of the switches constituting the switch array 117 to output data to only a specific mobile station for a specific duration. The switch array 117 also serves  
10 to shut off the output when data transmission is impossible due to a bad channel condition. Gain multipliers 121 multiply data corresponding to the respective mobile station, output from the switch array 117, by gains  $P_i^{1/2} + G_i$  ( $i=1,2,...,N$ ).  $P_i^{1/2}$  multiplied by a unit power signal is a gain value for multiplying output power for respective mobile station by  $P_i$ . The power  $P_i$  allocated for transmission to each  
15 mobile station ( $i=1,2,...,N$ ) can be variable or fixed. In addition, the base station can perform power control so as to more finely adapt the transmission power assigned to a mobile station to a particular channel.  $G_i$  is a gain value for power control and is either zero or negative. Since the allocated power has the maximum value,  $G_i$  should be smaller than zero in order to reduce the maximum power value.  
20 Therefore, an i-th gain corresponding to an ith mobile station is in the range between 0 and  $P_i^{1/2}$ . In particular, when the frame is short in length and  $P_i$  is updated at every frame, it is preferable not to perform power control, i.e., it is preferable to set  $G_i$  to zero and the gain to  $P_i^{1/2}$ . The gain-multiplied signals output from the gain multipliers 121 are applied to spreaders 123, which multiply the gain-multiplied  
25 signal by different spreading codes for CDMA (Code Division Multiple Access) transmission, and provide output signals to a summer 125. The summer 125 sums the signals output from the spreaders 123 to output a transmission signal.

- 25 -

Heretofore, a description has been made regarding embodiments where a base station receives a channel status report from a mobile station, and determines power and bit rate of packet data to be transmitted to the mobile station according to the channel status report. A description will be provided directed to a packet data  
5 processing operation which occurs during a handoff.

FIG. 1 illustrates a mobile communication system to which the present invention is applied. Referring to FIG. 1, when a mobile station 109 is located at a boundary between service areas of base stations 105 and 107, the mobile station 109 simultaneously communicates with the mobile stations 105 and 107 when  
10 performing a soft handoff. To perform the handoff, the mobile communication system includes a network 101, a base station controller (BSC) 103, the base stations 105 and 107 connected to the base station controller 103, and the mobile station 109. When it is required to transmit data to the mobile station 109, the network 101 transmits the data to the base station controller 103. The base station  
15 controller 103 then transmits the data received from the network 101 to the base stations which can service the mobile station 109. Here, the number of the base stations can be more than one. FIG. 1 shows a case where there are two base stations 105 and 107 which can service the mobile station 109. The base stations 105 and 107 transmit the data received from the base station controller 103 to the  
20 mobile station 109 over the corresponding radio channels.

Now, a detailed description will be made regarding a method for performing a handoff when a mobile station is provided with services from more than two base stations.

A handoff method according to an embodiment of the present invention can  
25 be divided into two stages, a first stage for dividing data to be transmitted into two

- 26 -

different data streams in order to transmit the different data streams simultaneously to two base stations, and a second stage for transmitting the same data to the two base stations.

In accordance with the first stage (i.e., data division), upon receipt of data to  
5 be transmitted to a mobile station 109 from a network 101, a base station controller 103 divides the original data into different data streams DATA1 and DATA2 and transmits the first data stream DATA1 to a base station 105 and the second data stream DATA2 to a base station 107, as illustrated in FIG. 4. The base stations 105 and 107 then transmit the received first and second data streams DATA1 and  
10 DATA2 to the mobile station 109, respectively. The mobile station 109 recombines the first and second data streams DATA1 and DATA2 received from the respective base stations 105 and 107 to restore the original data stream transmitted from the network 101.

FIG. 5 illustrates a receiver of a mobile station, for receiving the data streams  
15 (DATA1 and DATA2) stated above. Referring to FIG. 5, a mobile station includes a plurality of fingers to simultaneously receive signals transmitted from more than two base stations. Since the structure of the finger is well known in the art, a detailed description will be avoided herein.

Referring to FIG. 5, the receiver receives the first data DATA1 transmitted  
20 from the base station 105 at a first finger 135 and a second finger 136 via a first delay 131 and a second delay 132, delay times of which are set by corresponding searchers (not shown). The first and second fingers 135 and 136 are provided with a unique despreading code PN1 to despread the first data DATA1. Further, the receiver receives the second data DATA2 transmitted from the base station 107 at  
25 a third finger 137 and a fourth finger 138 via a third delay 133 and a fourth delay

- 27 -

134, delay times of which are set by corresponding searchers. The third and fourth fingers 137 and 138 are provided with a unique desreading code PN2 to despread the second data DATA2. The despread data DATA1 output from the first and second fingers 135 and 136 are summed by a summer 139 and restored to the  
5 original data DATA1 through a first symbol determiner 141 and a first decoder 143. Further, the despread data DATA2 output from the third and fourth fingers 137 and 138 are summed by a summer 140 and restored to the original data DATA2 through a second symbol determiner 142 and a second decoder 144.

During the handoff, the mobile station sends channel status information over  
10 a reverse channel to make a channel status report to the base station. For channel status reporting, the mobile station can use an asymmetric power control method in which a base station sends different channel status information to multiple base stations using multiple power control bits. Each power control group on a reverse channel includes individual power control bits for the respective base stations. The  
15 asymmetric power control is well disclosed in PCT/KR/98-00186 filed by the applicant of the invention.

FIG. 6 illustrates a channel status reporting method during a handoff. As shown, upon receipt of a signal over a first forward channel FWD\_CH1 from a base station 105, a mobile station 109 makes a channel status report for the first forward  
20 channel FWD\_CH1 to the base station 105 illustrated in FIG. 6A as CH1 STATUS. Similarly, upon receipt of a signal over a second forward channel FWD\_CH2 from a base station 107, the mobile station 109 makes a channel status report for the second forward channel FWD\_CH2 to the base station 107. As described, the mobile station 109 sends first and second channel status information representing  
25 the first and second forward channels FWD\_CH1 and FWD\_CH2 over corresponding reverse channels, respectively.



- 28 -

FIGs. 7A to 7D are flowcharts illustrating the handoff method according to the first embodiment of the present invention. The first handoff method will now be described with reference to FIGs. 4 and 7A-7D.

FIG. 7A illustrates an operation of the base station controller 103, for performing the first handoff method. The base station controller 103 receives data from the network 101 in step 501. After receipt of the data, the base station controller 103 receives channel status information from the base stations belonging to a base station group where the mobile station 109, to which the data is to be transmitted, is presently located, in step 503. After that, the base station controller 103 determines which base stations can service the mobile station 109 based on the received channel status information, in step 505. After determining the base stations which can service the mobile station 109, the base station controller 103 divides the data to transmit the divided data to the serviceable base stations as shown in FIG. 4, in step 507. Here, the description has been made on the assumption that the base stations 105 and 107 are determined to be able to service the mobile station 109. In this case, buffers in the base stations 105 and 107 store the different data DATA1 and DATA2, respectively, as shown in FIG. 8. In the situation where one of the base stations 105 and 107 cannot transmit the divided data to the mobile station 109, the base station controller 103 can transmit that portion of the divided data.

The data DATA1 and DATA2 provided to the base stations 105 and 107 from the base station controller are transmitted to the mobile station 109 in accordance with the procedure of FIG. 7B. The base station 105 constantly transmits a base station signal to the mobile station 109 over a forward channel. The base station signal can be a pilot signal, for example.

Referring to FIG. 7B, an operation of the base station will be described

- 29 -

hereinbelow. The base station 105 receives channel status information that the mobile station 109 has transmitted in response to the base station signal, in step 511. Upon receipt of the channel status information, the base station 105 can transmit channel status information to the base station controller 103, when necessary, in  
5 step 513. The channel status information that the base station 105 transmits to the base station controller 103 can be different in form from the channel status information that the mobile station 109 transmits to the base station 105. For example, the channel status information that the base station 105 transmits to the base station controller 103 can be a message generated according to the channel  
10 condition.

At this point, a description of the operation of the base station will be provided as two embodiments.

In the first embodiment, the base station 105 can incidentally control a power gain of a traffic channel according to the channel status information (or a power  
15 control bit) in step 515. Thereafter, the base station 105 determines, in step 517, whether the mobile station 109 has the best channel condition. As the result of the determination, when the mobile station 109 is in the best channel condition, the base station 105 allocates transmission power according to the reported channel condition in step 519. After allocation of the transmission power, the base station  
20 105 determines a bit rate in step 520, and transmits data to the mobile station 109, in step 521. However, when the mobile station 109 is not in the best channel condition, the base station 105 does not transmit the data. The base station 107 also performs the same operation to determine whether to transmit data to the mobile station 109.

25 In the second embodiment, the base station 105 performs steps 551 and 553

- 30 -

of FIG. 7D which correspond to steps 511 and 513 of FIG. 7B. Thereafter, the base station 105 checks a channel condition for the mobile station 109 and determines a bit rate according to the channel condition for the mobile station 109, in step 555. The base station 105 then transmits data to the mobile station 109 at the determined  
5 bit rate in step 557.

FIG. 7C illustrates a data processing method during a handoff, performed in a mobile station according to an embodiment of the present invention. Referring to FIG. 7C, the mobile station 109 determines handoff base stations which can service itself, in step 531. Thereafter, the mobile station 109 receives signals from the base  
10 stations 105 and 107 over corresponding forward channels in step 533, and measures receiving power ( $E_c/I_o$ ) for the base stations 105 and 107 in step 535. After measurement of the receiving power, the mobile station 109 transmits corresponding channel status information for the forward channels to the base stations 105 and 107, in step 537. The mobile station 109 determines in step 539  
15 whether different data is received from the handoff base stations 105 and 107. Upon receipt of the different data that the base stations 105 and 107 has transmitted as shown in FIG. 8, the mobile station 109 demodulates the data DATA1 received from the base station 105 and the data DATA2 received from the base station 107 using the fingers of FIG. 5, in step 541. Subsequently, the mobile station 109  
20 combines the demodulated data DATA1 and DATA2 to restore the original data transmitted from the base station controller 103. Here, the mobile station can receive bit rate information from the base stations or detect the bit rate information by itself to perform demodulation. In the meantime, when the different data is not received from the base stations 105 and 107, the mobile station 109 determines in  
25 step 545 whether data is received from any one of the base stations 105 and 107. Upon receipt of the data from any one of the base stations 105 and 107, the mobile station 109 demodulates the received data in step 547 and combines the

- 31 -

demodulated data with the previously demodulated data in step 543. However, when data is not received from any of the base stations 105 and 107, the procedure is ended without data demodulation.

FIG. 8 illustrates a state where different data are stored in buffers of the base stations 105 and 107 during the handoff. When the channels between the mobile station 109 and the base stations 105 and 107 are both in a good condition, the base stations 105 and 107 transmit the respective data stored in the buffers thereof, as shown in FIG. 8.

However, when a channel between the mobile station 109 and one of the base stations 105 and 109 is in a bad condition, causing a delay in transmitting the data, the base station controller 103 can relay the delayed data to the other base station in the good channel condition.

With reference to FIG. 9, a detailed description will be made regarding a data processing method for increasing data throughput during a handoff. The base stations 105 and 107 allocate power and determine bit rates at frame according to their channel conditions (in the first embodiment), or allocate fixed power and determines bit rates at every frame according to their channel conditions (in the second embodiment), to transmit the data to the mobile station 109 at the determined bit rates. Therefore, only when the channels between the mobile station and the base stations 105 and 107 are both in a good condition, i.e., only when the channels are assigned with a power value greater than zero and their bit rates are determined to be some value greater than zero, the buffers of the base stations 105 and 107 output the data to be transmitted to the mobile station 109. That is, when the two base stations 105 and 107 both have the good channel condition, the different data stored in the two base stations 105 and 107 can be simultaneously

- 32 -

transmitted to the mobile station 109. However, there may be a situation where the first data DATA1 is normally transmitted to the mobile station 109, and the second data DATA2 is delayed due to a bad channel condition. In this situation, the base station controller 103 relays the second data DATA2 to the base station 105 in the  
5 good channel condition through a wire transmission path, as shown in FIG. 9.

A method for relaying data from a base station in a bad channel condition to a base station in a good channel condition will be described with reference to FIG. 16. The operation of the base station controller 103, the base stations 105 and 107, and the mobile station 109, in accordance with the procedure of FIG. 16, will be  
10 described with reference to FIGs. 18A to 18C. In general, either base station 105 or 107 can be in a bad channel condition with the other in the good channel condition, however, the following description will be given on the assumption that a channel between the mobile station 109 and the base station 105 is in a good condition and a channel between the mobile station 109 and the base station 107 is in a bad  
15 condition.

First, referring to FIG. 16, when there is data to transmit to the mobile station 109, the base station controller 103 divides the data into first and second data DATA1 and DATA2 and transmits the first data DATA1 to the base station 105 and the second data DATA2 to the base station 107, in step 201. Upon receipt of the  
20 first data DATA1 from the base station controller 103, the base station 105 can transmit the received first data DATA1 to the mobile station 109 in step 202, since the channel between the base station 105 and the mobile station 109 is in a good condition. Upon receipt of the first data DATA1 from the base station 105, the mobile station 109 transmits a first acknowledge (ACK1) for the first data DATA1  
25 to the base station 105 in step 203. Upon receipt of the first acknowledge from the mobile station 109, the base station 105 provides the first acknowledge to the base

- 33 -

station controller 103.

However, the second data DATA2 transmitted to the base station 107 undergoes transmission delay as shown in FIG. 9, since the channel between the base station 107 and the mobile station 109 is in a bad condition. The base station  
5 107 counts the transmission delay time in step 205. When the transmission delay time exceeds a predetermined time, the base station 107 transmits a transmission fail signal for the second data DATA2 to the base station controller 103 in step 206.

Upon receipt of the transmission fail signal from the base station 107, the base station controller 103 transmits the second data DATA2 to the base station 105  
10 in the good channel condition, in step 207. The base station 105 then transmits the received second data DATA2 to the mobile station 109 in step 209. Upon receipt of the second data DATA2 from the base station 105, the mobile station 109 transmits a second acknowledge (ACK2) for the second data DATA2 to the base station 105 in step 211. Upon receipt of the second acknowledge, the base station  
15 105 transmits the second acknowledge to the base station controller 103.

With reference to FIG. 18A, a description will be made regarding an operation of the base station controller 103, performed in accordance with the procedure of FIG. 16. When there is data to transmit to the mobile station 109, the base station controller 103 divides the data into first and second data streams (i.e.,  
20 DATA1 and DATA2), and transmits the divided first and second data streams DATA1 and DATA2 to the base stations 105 and 107, respectively, in step 301. After data transmission, the base station controller 103 determines, in step 303 whether a response signal (i.e., ACK or NACK) is received from the base stations 105 and 107. Upon receipt of the response signal, the base station controller 103  
25 determines in step 305 whether the response signal is an acknowledge (ACK).

- 34 -

When the response signal is the acknowledge signal (ACK), the base station controller 103 stops data transmission; otherwise, when the response signal is a NACK (i.e., not acknowledge), the base station controller 103 retransmits the transmission failed data to the other base station in the good channel condition.

5        With reference to FIG. 18B, a description will be made regarding an operation of the base station, performed in accordance with the procedure of FIG. 16. In step 311, the base station examines whether data is received from the base station controller 103. Upon receipt of the data from the base station controller 103, the base station judges in step 313 whether it is possible to transmit the data to the  
10 mobile station 109. This judgement is made based on the channel condition and the QoS as described with reference to FIGs. 1 and 2. As the result of the judgement, when it is possible to transmit the data to the mobile station 109, the base station transmits the data to the mobile station 109 in step 315. However, when it is not possible to transmit the data to the mobile station 109, the base station determines  
15 in step 317 whether the transmission delay time exceeds a normal data transmission time. When the transmission delay time exceeds the normal data transmission time, the base station transmits a transmission fail signal to the base station controller 103 in step 319.

After transmitting the data to the mobile station 109 in step 315, the base  
20 station examines in step 321 whether an acknowledge (ACK) is received from the mobile station 109. Upon receipt of the acknowledge from the mobile station 109, the base station transmits the acknowledge to the base station controller 103 in step 323. Upon failure to receive the acknowledge, the base station determines in step 325 whether a normal acknowledge time has lapsed. After a lapse of the normal  
25 acknowledge time, the base station transmits a transmission fail signal to the base station controller 103 in step 327.

- 35 -

With reference to FIG. 18C, a description will be made regarding an operation of the mobile station 109, performed in accordance with the procedure of FIG. 16. the mobile station 109 determines in step 331 whether the divided data is received from the base station. Upon receipt of the divided data from the base station, the mobile station 109 transmits an acknowledge to the base station in step 333.

In an alternate embodiment, the base station controller 103 sends overlapped data to more than two base stations, and determines the transmission order of the respective base stations whereby the transmission order allows the base station having the better channel condition to transmit first. That is, as shown in FIG. 10, the base station 105 is provided with the second data DATA2 in reserve following the first data DATA1, and the base station 107 is provided with the first data DATA1 in reserve following the second data DATA2. When transmission of the first data DATA1 is first completed, the base station 105 successively transmits the second data DATA2; when transmission of the second data DATA2 is first completed, the base station 107 successively transmits the first data DATA1. Therefore, the buffers of the base stations 105 and 107 store both the first and second data DATA1 and DATA2, providing for the case where the other base station fails to transmit the data to the mobile station 109. If the base station 107 fails to transmit the second data DATA2 to the mobile station 109, the base station 105 consecutively transmits the second data DATA2 after complete transmission of the first data DATA1 and the base station 107 discards the second data DATA2 in its buffer.

This procedure will be described in detail with reference to FIG. 17 utilizing the same assumptions made with reference to FIG. 16.



- 36 -

When there is data to transmit to the mobile station 109, the base station controller 103 divides the data into first and second data DATA1 and DATA2. After dividing the data, the base station controller 103 consecutively transmits the first and second data DATA1 and DATA2 to the base station 105 in step 221.

5 Thereafter, the base station controller 103 consecutively transmits the second and first data DATA2 and DATA1 to the base station 107 in step 223. This is to provide for a situation where one of the base stations 105 and 107 cannot transmit the data to the mobile station 109. The base station 105 sequentially stores in its buffer the first and second data DATA1 and DATA2 transmitted from the base station

10 controller 103. Since the channel formed between the base station 105 and the mobile station 109 is in a good condition, the base station 105 first transmits the first data DATA1, which was first received out of the first and second data DATA1 and DATA2, to the mobile station 109 in step 225. Upon receipt of the first data DATA1 from the base station 105, the mobile station 209 transmits a first

15 acknowledge for the first data DATA1 to the base station 105 in step 227. The base station 105 then transmits the received first acknowledge to the base station controller 103 in step 229. Upon receipt of the first acknowledge, the base station controller 103 sends a discard command for the first data DATA1 to the base station 107 in step 231, since the first data DATA1 was successfully transmitted to the

20 mobile station 109. The base station 107 then discards the first data DATA1 stored in its buffer. Further, the base station 107 in the bad channel condition cannot transmit the second data DATA2, causing a delay in transmitting the second data DATA2. When a transmission delay time for the second data DATA2 exceeds a normal transmission time in step 233, the base station 107 transmits a transmission

25 fail signal for the second data DATA2 to the base station controller 103 in step 235.

Although the second base station 107 failed to transmit the second data DATA2, since the base station 105 has the second data DATA2 stored in its buffer,

- 37 -

the base station 105 can transmit the second data DATA2 to the mobile station 109 in step 237 after transmission of the first data DATA1 in step 225. Upon receipt of the second data DATA2 from the base station 105, the mobile station 109 transmits a second acknowledge for the second data DATA2 to the base station 105 in step 5 239. The base station 105 then transmits the received second acknowledge to the base station controller 103 in step 241. Upon receipt of the second acknowledge from the base station 105, the base station controller 103 transmits a discard command for the second data DATA2 to the base station 107 in step 243. The base station 107 then discards the second data DATA2 stored in its buffer in response to 10 the discard command.

In the handoff method according to the second embodiment, as illustrated in FIG. 11, when the base station controller 103 receives data to transmit to the mobile station 109 from the network 101, the base station controller 103 transmits the same data by duplicating it to more than two base stations. The mobile station 109 can 15 transmit to the base stations a best link indicator for base station selection together with the channel status information at every frame.

FIG. 12 illustrates a structure of a frame that the mobile station transmits to the base station over a reverse channel for channel status reporting. As illustrated, each frame includes a channel status indicator and a best link indicator. The best 20 link indicator indicates a best base station, a signal from which has the highest power at the mobile station 109. The base station designated by the best link indicator can transmit data to the mobile station 109 for one frame. The other non-designated base stations stop transmitting data for this frame.

FIG. 13 illustrates a method for transmitting data stored in buffers of the base 25 stations 105 and 107 when the same data is transmitted to the base stations 105 and

- 38 -

107. In FIG. 13, the base station 105 designated by the best link indicator from the mobile station 109 transmits the first data DATA1 and the non-designated base station 107 does not transmit the data. The non-designated base station 107 updates information about a present data transmitting point, i.e., information as to which  
5 data is to be transmitted next (see FIG. 14). This information can be provided to the respective base stations from the mobile station 109, or can be exchanged between the base stations through a wire path (e.g., base station 105 ↔ base station controller 103 ↔ base station 107). In transmitting channel status information to more than two base stations, the mobile station 109 can either separately transmit the channel  
10 status information to the respective base stations, or combine the channel status information for the respective base stations to transmit the combined channel status information over the same channel. In the latter method, the mobile station 109 transmits the channel status information for the different base stations over a single channel. To do so, the mobile station 109 spreads the respective channel status  
15 information with a code for distinguishing a corresponding base station and then spreads it with the same channel separation code.

FIGs. 15A to 15C illustrate the handoff method according to the second embodiment. The second handoff method of FIGs. 15A to 15C will be described with reference to FIG. 11.

20 FIG. 15A illustrates the second handoff method performed in the base station controller 103. Referring to FIG. 15A, the base station controller 103 receives data from the network 101 in step 601. After receiving the data from the network 101, the base station controller 103 receives channel status information from the base stations 105 and 107 in step 603. Thereafter, the base station controller 103  
25 determines those base stations 105 and 107 which can transmit the data to the mobile station 109 (i.e., serviceable base stations), based on the channel status

- 39 -

information received from the base stations 105 and 107, in step 605. After determining the base stations 105 and 107 which can transmit the data to the mobile station 109, the base station controller 103 transmits the data to the serviceable base stations 105 and 107 in step 607. Here, the data transmitted to the base stations 105  
5 and 107 is the same data duplicated.

FIG. 15B illustrates the second handoff method performed in the base station 105 or 107. A description will now be made regarding how the base station 105 or 107 processes the data transmitted from the base station controller 103.

Referring to FIG. 15B, the base station receives a channel status report from  
10 the mobile station 109 in step 611. The base station can transmit channel status information to the base station controller 103 when necessary, in step 613. Further, the base station can incidentally control a power gain of a traffic channel according to the received channel status information (or power control bit) in step 615. Next, the base station determines in step 617 whether a channel between the base station  
15 and the mobile station 109 is in the best condition. When the mobile station 109 has the best channel condition, the base station examines in step 619 whether the base station itself is designated by the best link indicator. As the result of the examination, if it is examined that the base station itself is designated by the best link indicator, the base station allocates transmission power for data transmission  
20 to the mobile station 109 in step 621, and transmits the data to the mobile station 109 in step 623. However, when the mobile station 109 does not have the best channel condition or when the base station itself is not designated by the best link indicator, the base station does not transmit the data to the mobile station.

FIG. 15C illustrates the second handoff method performed in the mobile  
25 station. Referring to FIG. 15C, the mobile station 109 determines the handoff base

- 40 -

stations which can provide services to itself, in step 631. After determining the handoff base stations, the mobile station 109 receives signals from the determined base stations in step 633, and measures receiving strengths for the respective base stations in step 635. Thereafter, in step 637, the mobile station 109 transmits  
5 channel status information to the respective base stations based on the channel measurement. Further, the mobile station 109 transmits a best link indicator for designating a base station having the best channel condition, together with the channel status information. Subsequently, the mobile station 109 receives data from the base stations and demodulates the received data in step 639.

10 For example, the mobile station 109 determines the base stations 105 and 107 which can provide services to itself in step 631, and receives base station signals from any one of or from both of the base stations 105 and 107 over the corresponding forward channels in step 633. Upon receipt of the signals, the mobile station 109 measures strengths of the signals received from the base stations 105  
15 and 107 in step 635, and transmits channel status information to the base stations 105 and 107 based on the measurements in step 637. Here, the mobile station 109 transmits a best link indicator to the base station 105 in the best channel condition, together with the channel status information. After channel status reporting, the mobile station 109 demodulates the data received from a base station previously  
20 designated as the base station, in step 639.

As described above, during a handoff, data is transmitted according to priority determined depending on the channel condition and the QoS, maximizing data throughput for the packet service. Further, a base station inserts a rate indicator of service data in the service data to transmit the rate indicator, so that a mobile  
25 station can rapidly adapt to the variable bit rate to demodulate received data.

- 41 -

While the invention has been shown and described with reference to a certain preferred embodiment thereof, it will be understood by those skilled in the art that various changes in form and details may be made therein without departing from the spirit and scope of the invention as defined by the appended claims.

**CLAIMS :**

1. A packet data processing device for a base station, for maximizing throughput of packet data in a code division multiple access (CDMA) mobile communication system, the device comprising:
  - 5 a channel status information receiver for receiving plural channel status information for a forward channel from a plurality of mobile station;
  - a supplemental channel transmission controller for determining a bit rate of each mobile station according to the channel status information; and
  - a supplemental channel transmitter for transmitting data to the mobile station10 at the determined bit rate.
2. The packet data processing device as claimed in claim 1, further comprising a rate indicator transmitter for generating a rate indicator having information about the determined bit rate and transmitting the generated rate indicator to the mobile station.
- 15 3. The packet data processing device as claimed in claim 1, wherein the supplemental channel transmitter generates a rate indicator having information about the determined bit rate, and inserts the rate indicator in transmission data at every frame to transmit the rate indicator.
4. The packet data processing device as claimed in claim 1, wherein the  
20 bit rate is determined by analyzing channel status information received from multiple mobile stations and concentratively allocating transmission power to a mobile station having a best channel condition.
5. The packet data processing device as claimed in claim 1, wherein the

- 43 -

bit rate is determined by calculating a bit rate through analyzation of channel the status information and multiplying the calculated bit rate by a weighting factor to determine a final bit rate.

6. The packet data processing device as claimed in claim 1, wherein the  
5 bit rate is inversely proportional to the channel status information representing strength of a pilot signal received from the mobile station and is directly proportional to fixed power.

7. The packet data processing device as claimed in claim 1, further comprising a rate indicator transmitter for transmitting the determined rate indicator  
10 to the mobile station over a separate channel.

8. A packet data processing device for a mobile station in a CDMA mobile communication system, comprising:

a channel status measurer for detecting power of a signal received over a pilot channel to measure channel status;

15 a channel status information transmitter for generating channel status information according to the measured channel status and transmitting the channel status information to a base station; and

a supplemental channel receiver for detecting a bit rate of data transmitted at a variable rate from the base station and receiving data at the detected bit rate.

20 9. The packet data processing device as claimed in claim 8, wherein the supplemental channel receiver detects a rate indicator inserted in data transmitted from the base station to detect a bit rate of the received data.

10. The packet data processing device as claimed in claim 8, wherein the



- 44 -

supplemental channel receiver detects a bit rate of the data transmitted from the base station by blind detecting.

11. A packet data processing device for a mobile station in a CDMA mobile communication system in which a supplemental channel transmits data at  
5 a variable bit rate, the device comprising:

a channel status measurer for detecting power of a signal received over a pilot channel to measure channel status;

a channel status information transmitter for generating channel status information according to the measured channel status and transmitting the channel  
10 status information to a base station;

a rate indicator receiver for detecting a bit rate of data transmitted from the base station; and

a supplemental channel receiver for receiving data at the detected bit rate.

12 The packet data processing device as claimed in claim 11, wherein the  
15 rate indicator receiver detects information about the bit rate of data transmitted from the base station over a separate channel.

13. A packet data processing method for a base station in a CDMA communication system, comprising the steps of:

transmitting a signal with predetermined power over a forward channel;

20 receiving channel status information for the forward channel from a mobile station over a reverse channel, and determining a bit rate of data to be transmitted to the mobile station according to the channel status information; and

transmitting data to the mobile station at the determined bit rate.

14. The packet data processing method as claimed in claim 13, wherein

the forward channel is a common pilot channel.

15. The packet data processing method as claimed in claim 13, wherein the forward channel is a traffic channel.

16. The packet data processing method as claimed in claim 13, wherein  
5 the reverse channel is a reverse pilot channel.

17. The packet data processing method as claimed in claim 13, wherein the reverse channel is a channel status report channel.

18. The packet data processing method as claimed in claim 17, wherein the channel status report channel is a Walsh code channel.

10 19. The packet data processing method as claimed in claim 14, wherein in the bit rate determining step, the bit rate is determined by analyzing channel status information received from multiple mobile stations and concentratively allocating transmission power to a mobile station having a best channel condition.

20. The packet data processing method as claimed in claim 19, wherein  
15 the bit rate is determined by

[Equation 5]

Given

$$\sum_{i=1}^N \text{BR}(i) P_b^R(i) = P_T$$

$$\text{Maximize} \left( \sum_{i=1}^N \text{BR}(i) \right)$$

- 46 -

21. The packet data processing method as claimed in claim 14, wherein in the bit rate determining step, a bit rate is calculated by analyzing the channel status information received from a mobile station and then a final bit rate is determined by multiplying the calculated bit rate by a weighting factor.

5 22. The packet data processing method as claimed in claim 21, wherein the bit rate is determined by

[Equation 6]

Given

$$\sum_{i=1}^N \text{BR}(i) P_b^R(i) = P_T$$

10 Maximize  $\left( \sum_{i=1}^N w(i) \text{BR}(i) \right)$

23. The packet data processing method as claimed in claim 14, wherein the bit rate is inversely proportional to the channel status information representing strength of a pilot signal received from the mobile station and is directly proportional to fixed power.

15 24. The packet data processing method as claimed in claim 23, wherein the bit rate is determined by

[Equation 7]

$$\text{Par Bit Rate} = K \cdot (\text{power}) \cdot (\text{strength of a common pilot signal})$$

where K is a constant.

20 25. The packet data processing method as claimed in claim 20, further

- 47 -

comprising the step of generating a rate indicator having information about the determined bit rate and transmitting the generated rate indicator to the mobile station over a forward channel.

26. The packet data processing method as claimed in claim 25, wherein  
5 in the bit rate generating step, the bit rate is generated by assigning a primitive Walsh code when the determined bit rate is a maximum bit rate, and by repeating the primitive Walsh code N times  
when the determined bit rate is  $1/N$  the maximum bit rate.

27. A packet data processing method for a mobile station in a CDMA  
10 mobile communication system, comprising the steps of:  
receiving a signal from a base station over a forward channel and generating channel status information for the forward channel;  
transmitting the channel status information to the base station over a reverse channel; and  
15 detecting a bit rate of data that the base station has transmitted at a variable rate in response to the channel status information.

28. The packet data processing method as claimed in claim 27, wherein the forward channel is a common pilot channel.

29. The packet data processing method as claimed in claim 27, wherein  
20 the forward channel is a traffic channel.

30. The packet data processing method as claimed in claim 28, wherein the channel status information generating step comprises the steps of:  
detecting power of a pilot signal received over the pilot channel and variation

of the power; and

generating a channel status information bit according to the power and the variation of the power.

31. The packet data processing method as claimed in claim 30, wherein  
5 the channel status information bit generating step comprises the steps of:  
calculating an accumulated value of previous channel status information bits;  
comparing the accumulated value with a difference value obtained by  
subtracting a reference value from a measured power value of the pilot signal; and  
setting the channel status information bit to +1 when the difference value is  
10 larger than the accumulated value, and setting the channel status information bit to  
-1 when the difference value is smaller than the accumulated value.

32. The packet data processing method as claimed in claim 31, wherein  
the accumulated value of the channel status information bits is calculated by

[Equation 8]

15 
$$T(i) = \sum_{j=i-N}^{i-1} [e^{-a(i-j)} \text{CSB}(j)]$$

33. The packet data processing method as claimed in claim 29, wherein  
the channel status information generating step comprises the steps of:

detecting power of a traffic signal received over the traffic channel; and  
generating a power control bit according to the detected traffic signal power.

- 20 34. The packet data processing method as claimed in claim 27, wherein  
the bit rate of data received at a variable rate is determined by blind detection.

35. The packet data processing method as claimed in claim 34, wherein the blind detection is performed by detecting data at a possible bit rate to select a cyclic redundancy code (CRC)-verified bit rate.

36. A method for maximizing throughput of packet data in a mobile communication system including a network, a base station controller, a base station and a mobile station, the method comprising the steps of:

(a) upon generation of data to be provided to the mobile station, receiving, at the base station controller, the data through the network and transmitting the data to the base station;

10 (b) upon receipt of data from the base station controller, determining, at the base station, a bit rate of data to be transmitted to the mobile station according to channel status information which is periodically received from the mobile station, and transmitting the data to the mobile station at the determined bit rate; and

(c) receiving, at the mobile station, a base station signal from the base station  
15 over a forward channel, generating channel status information depending on power of the received base station signal, periodically transmitting the channel status information to the base station, and receiving data that the base station transmits according to the channel status information.

37. The method as claimed in claim 36, wherein the step (a) comprises  
20 the steps of:

upon generation of data to be provided to the mobile station, receiving the data through the network;

upon receipt of the data, receiving channel status information from base stations belonging to a base station group where the mobile station is located;

25 determining base stations which can service the mobile station, based on the channel status information; and

- 50 -

transmitting data to the determined base stations.

38. The method as claimed in claim 37, wherein the data transmitted to the base stations is identical data.

39. The method as claimed in claim 37, wherein the data transmitted to  
5 the base stations is different data provided by dividing data received through the network.

40. The method as claimed in claim 36, wherein the step (b) comprises the steps of:

periodically receiving channel status information from the mobile station;  
10 and  
allocating transmission power for the mobile station and determining a bit rate for the mobile station to transmit data according to the determined transmission power and bit rate.

41. The method as claimed in claim 40, wherein in the transmission  
15 power allocating step, the transmission power is allocated to the mobile stations according to priority determined in order of the channel status information representing a better channel condition.

42. The method as claimed in claim 40, wherein in the transmission power allocating step, fixed power is allocated to the mobile stations.

20 43. The method as claimed in claim 40, wherein in the bit rate determining step, the bit rate is newly determined at every frame based on the received channel status information.

- 51 -

44. The method as claimed in claim 43, wherein the bit rate is determined to be higher for a better channel condition.

45. The method as claimed in claim 36, wherein information about the determined bit rate is transmitted by the base station to the mobile station over a  
5 separate bit rate indication channel having a fixed rate.

46. The method as claimed in claim 36, wherein the base station inserts the rate indicator having information about the determined bit rate in a supplemental channel for transmitting data, to transmit the rate indicator to the mobile station.

47. The method as claimed in claim 46, wherein a frame of the  
10 supplemental channel 1.25 or 2.5ms long.



1/28

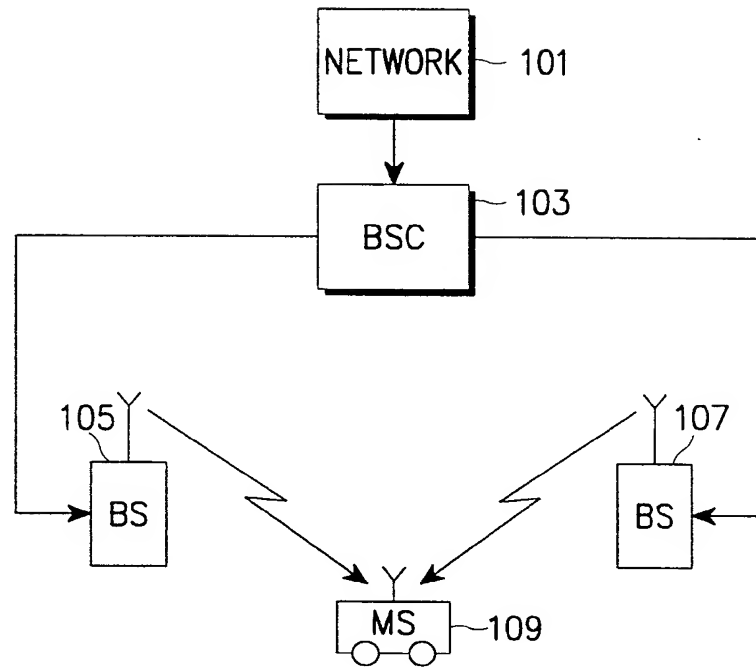


FIG. 1

2/28

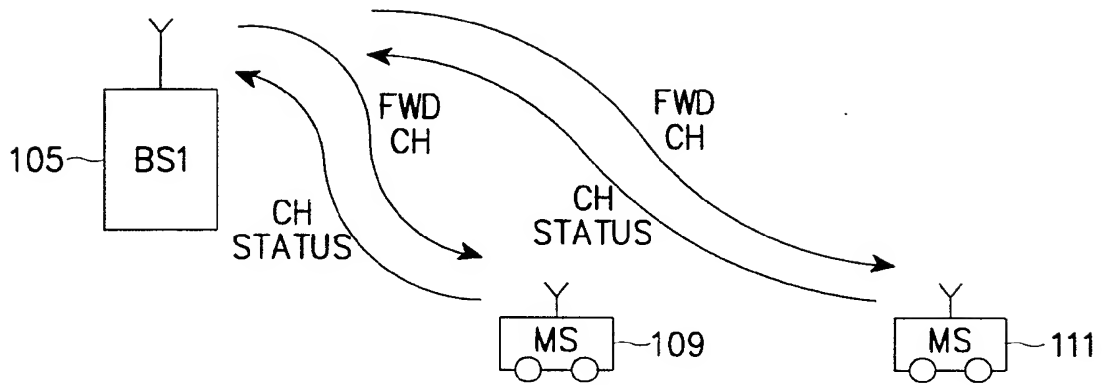


FIG. 2

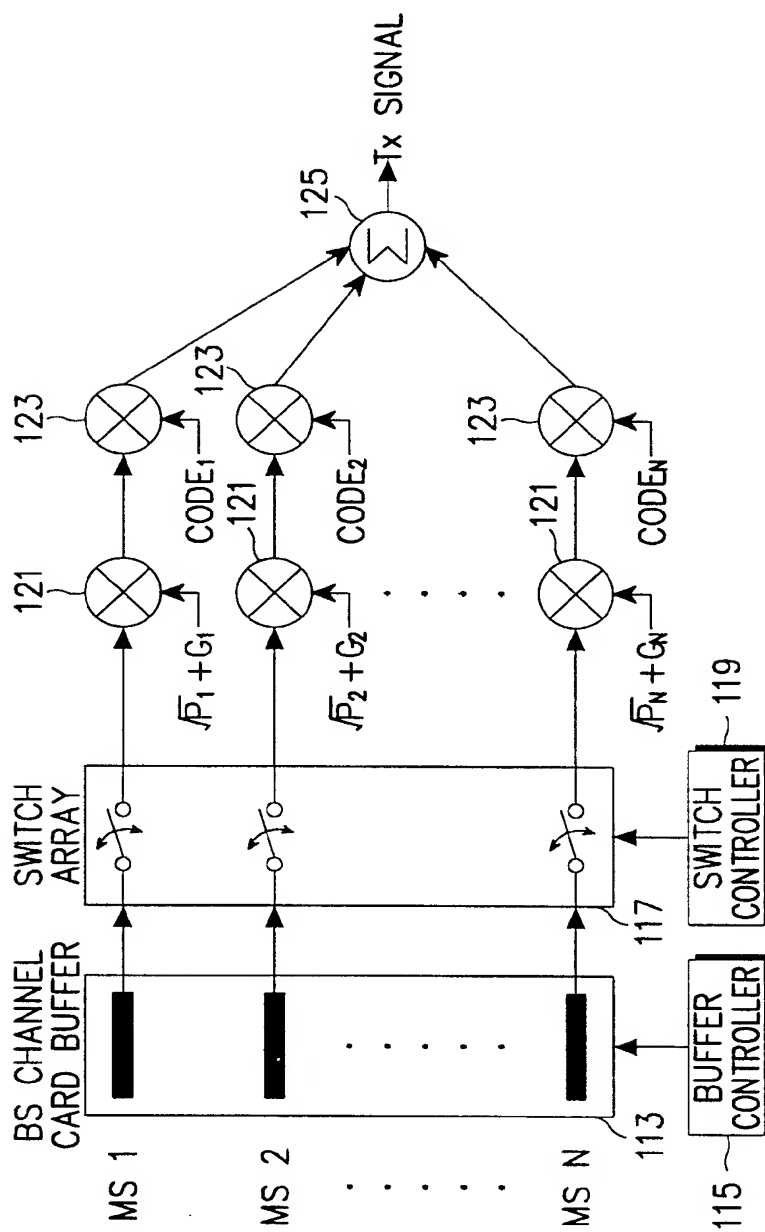


FIG. 3

4/28

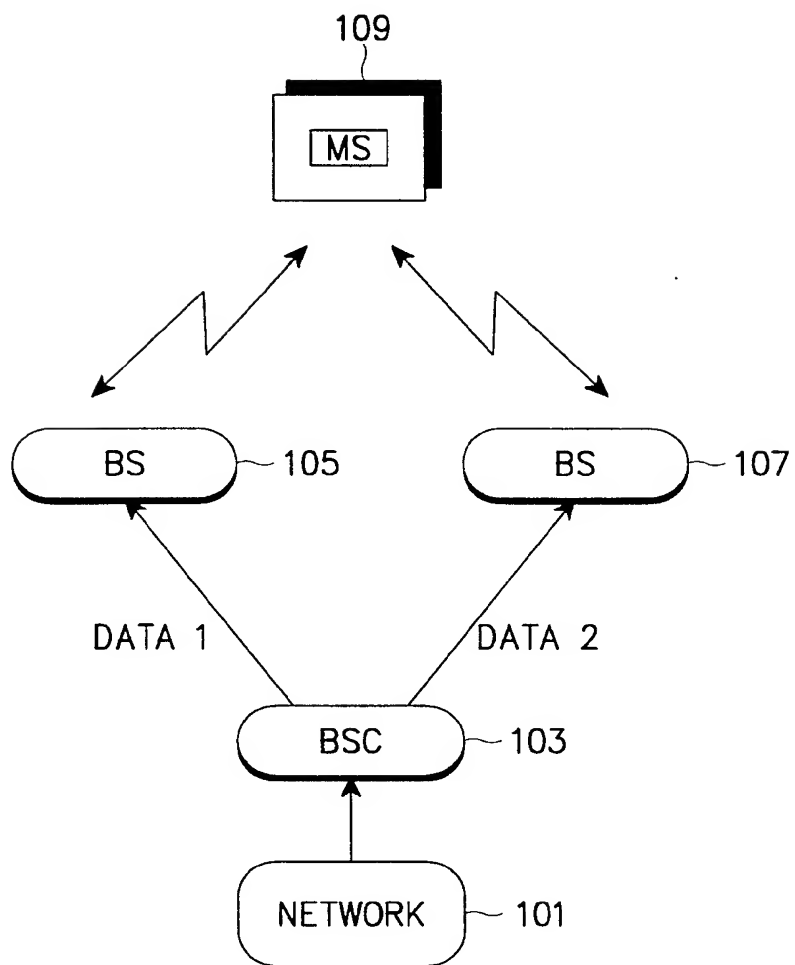


FIG. 4

5/28

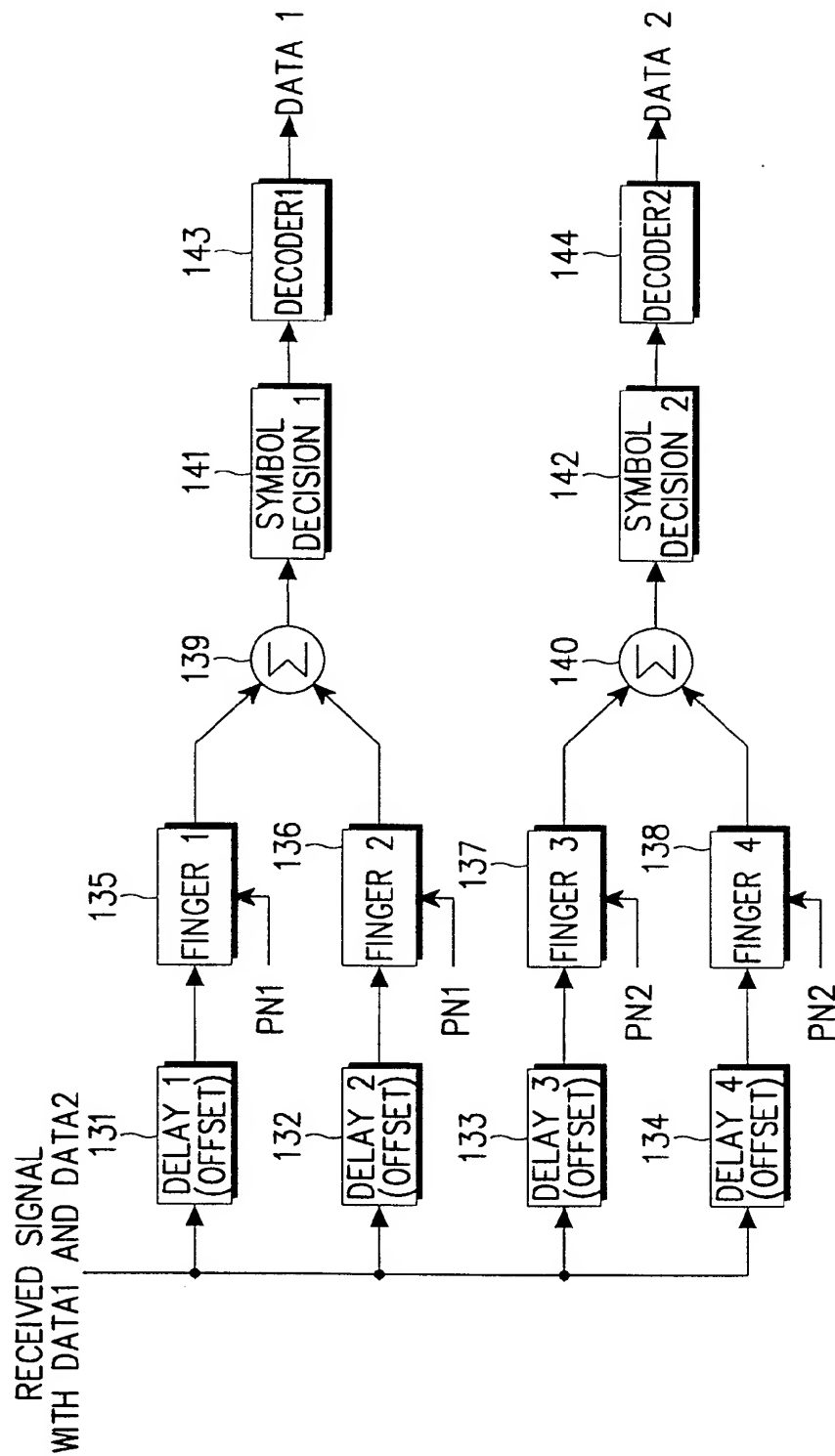


FIG. 5

6/28

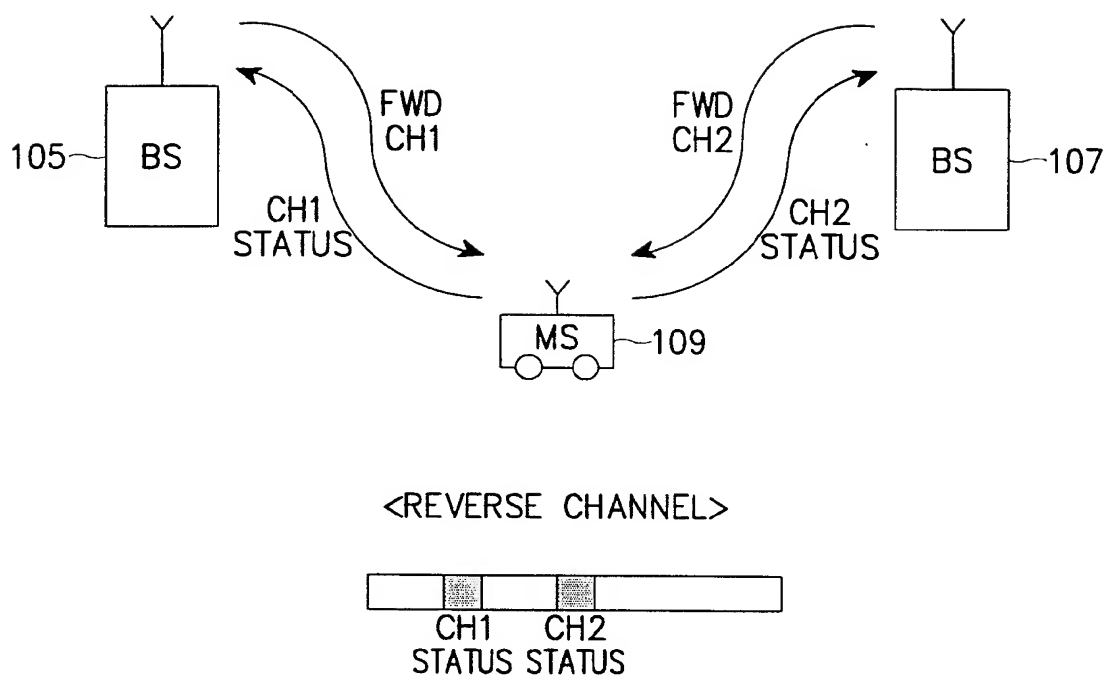


FIG. 6

7/28

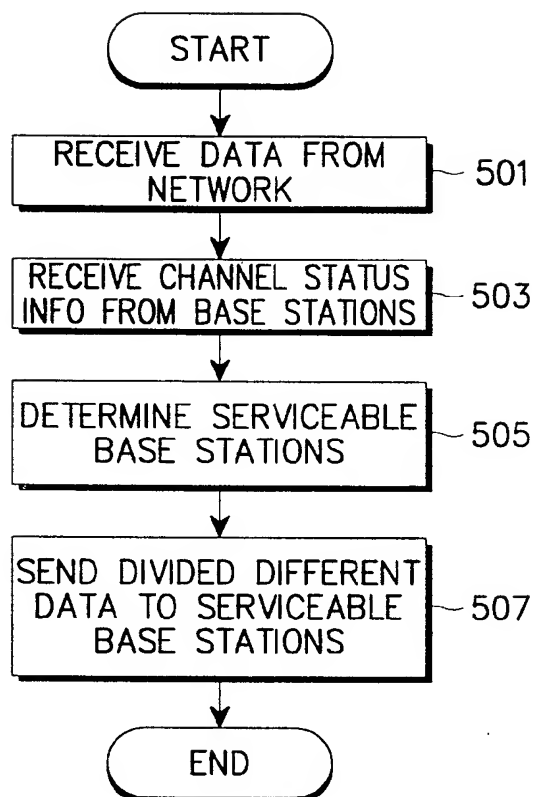


FIG. 7A

8/28

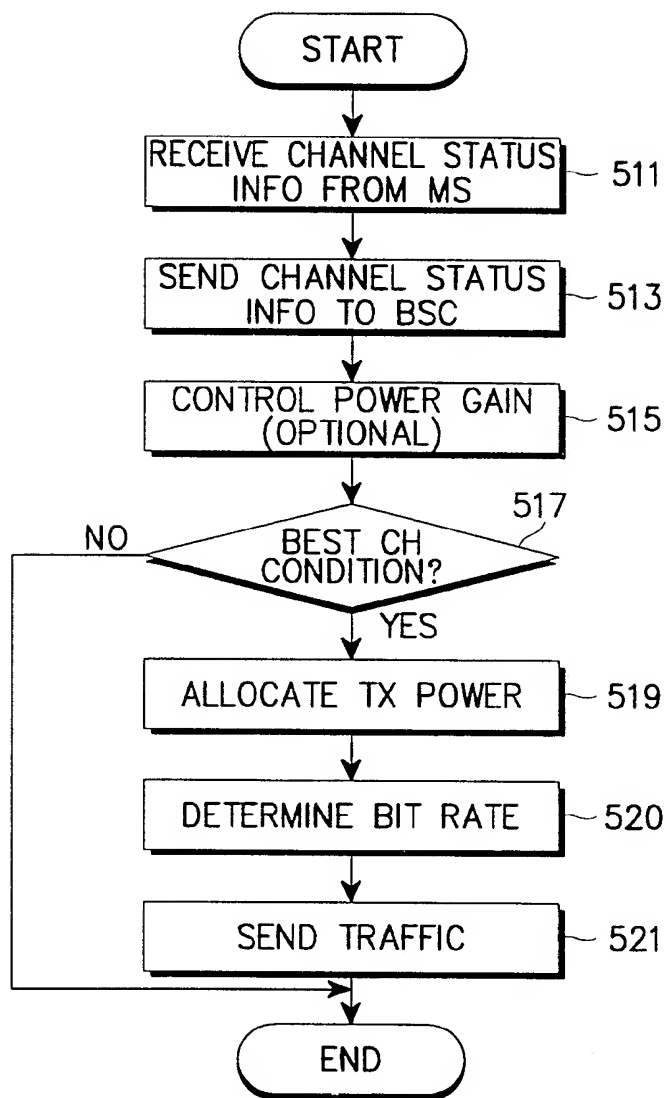


FIG. 7B



9/28

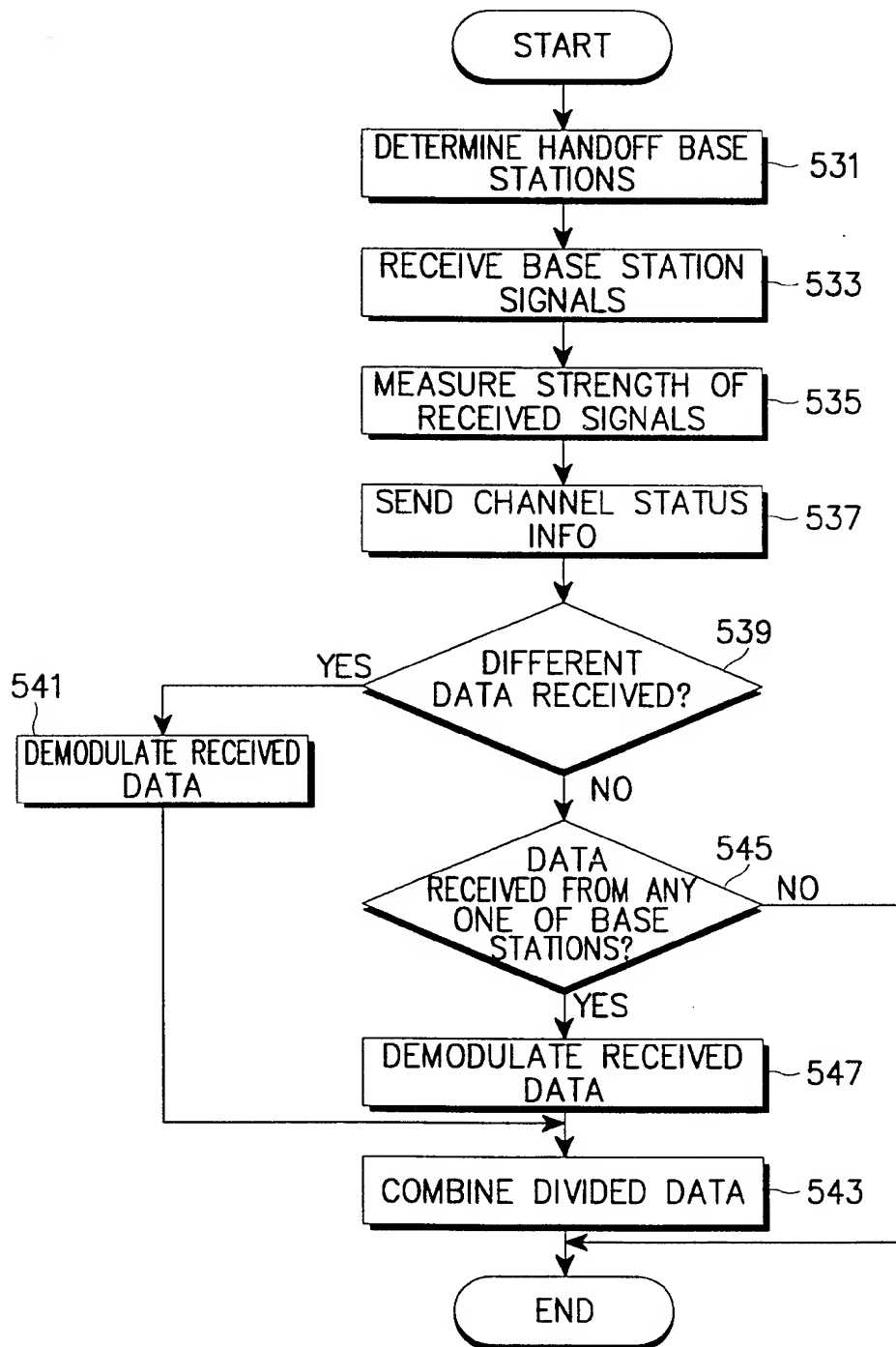


FIG. 7C

10/28

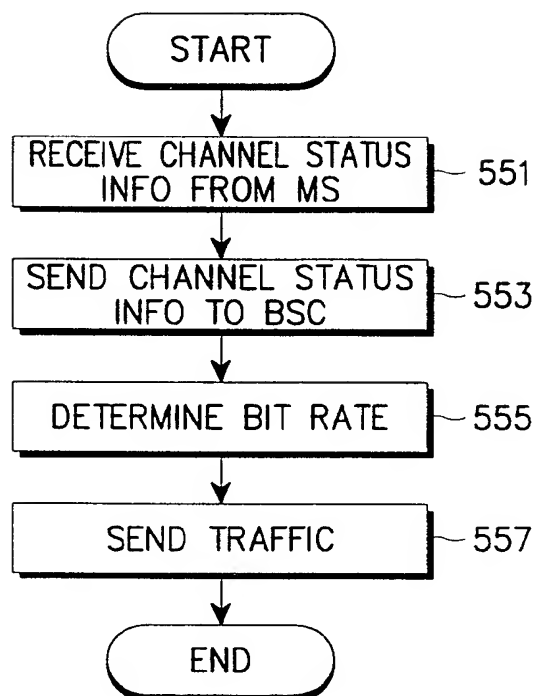


FIG. 7D

11/28

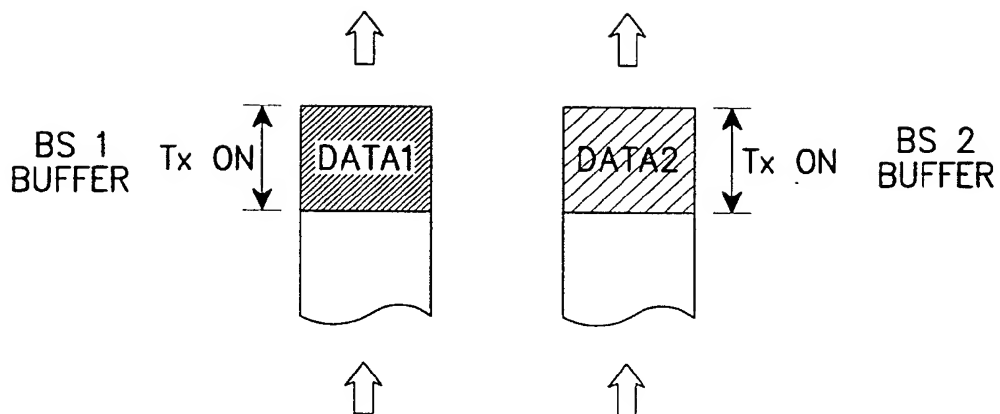


FIG. 8

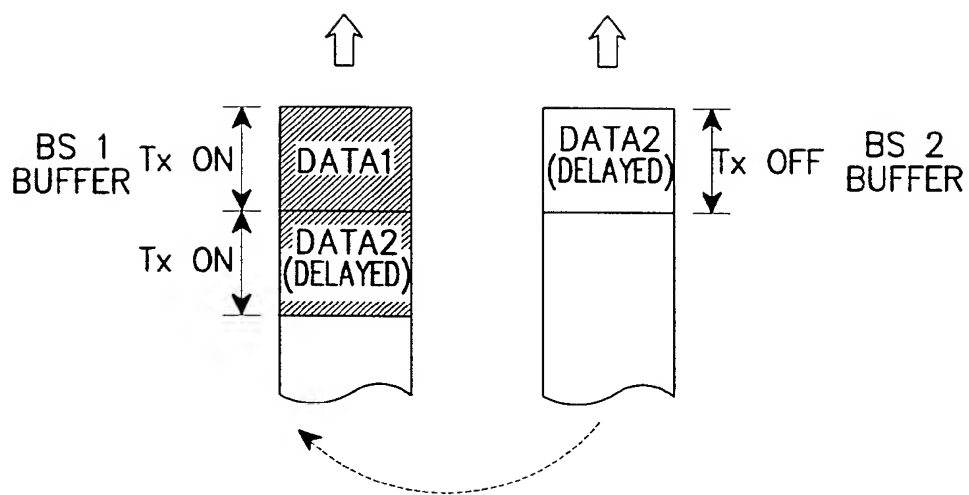


FIG. 9

12/28

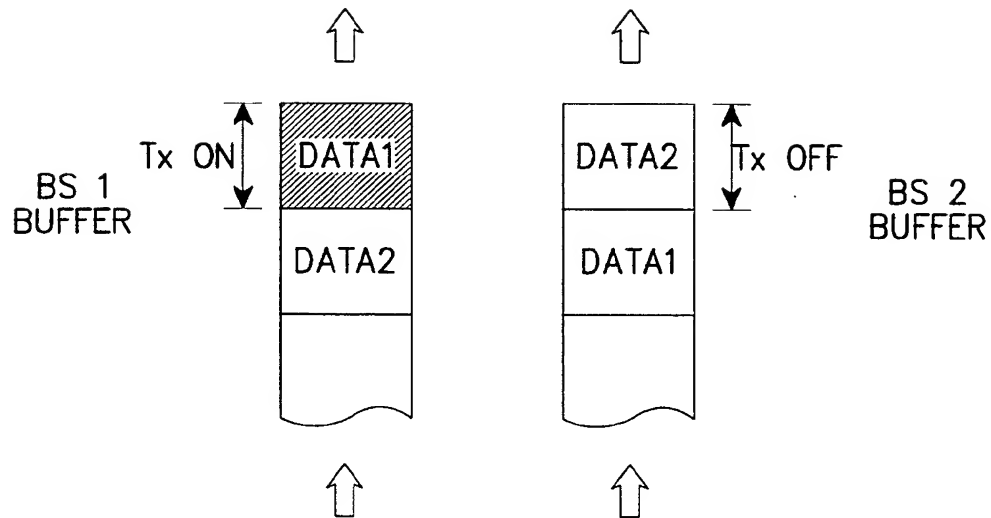


FIG. 10

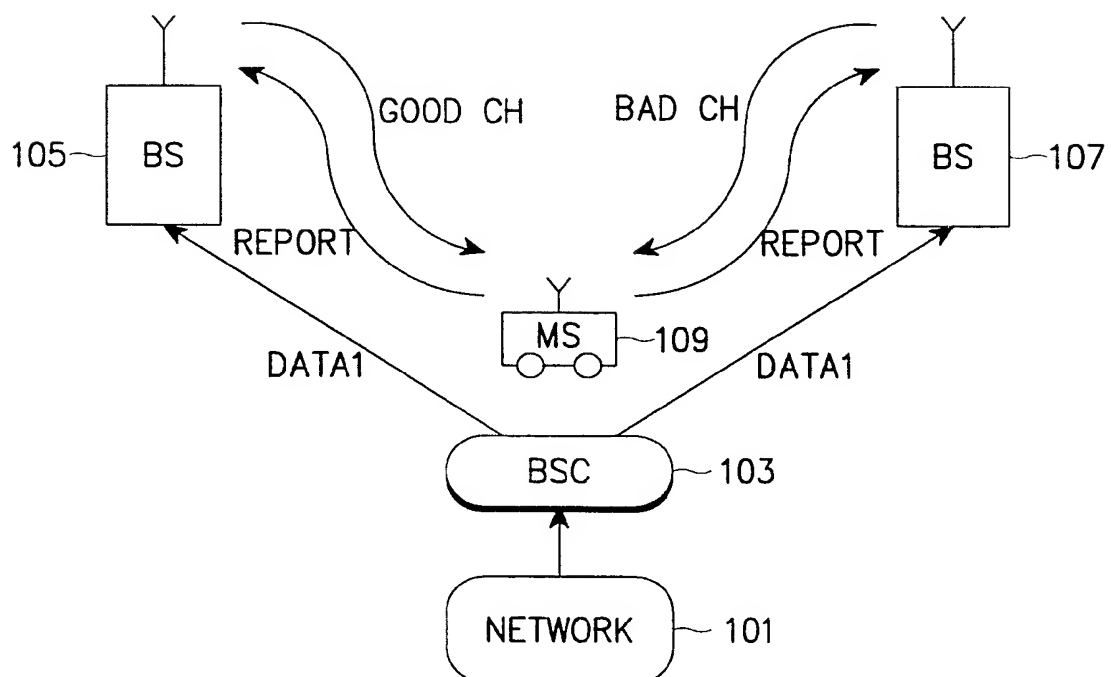


FIG. 11

13/28

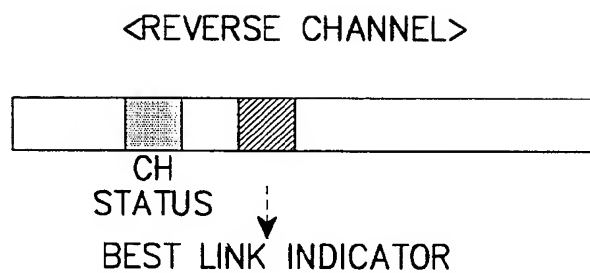


FIG. 12

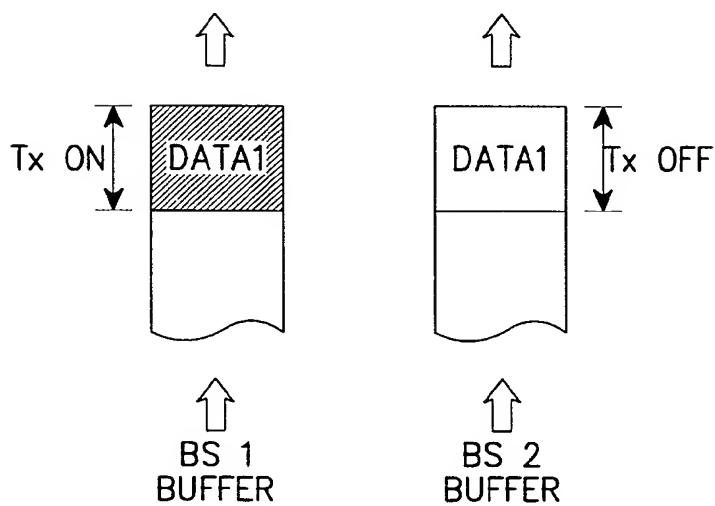


FIG. 13

14/28

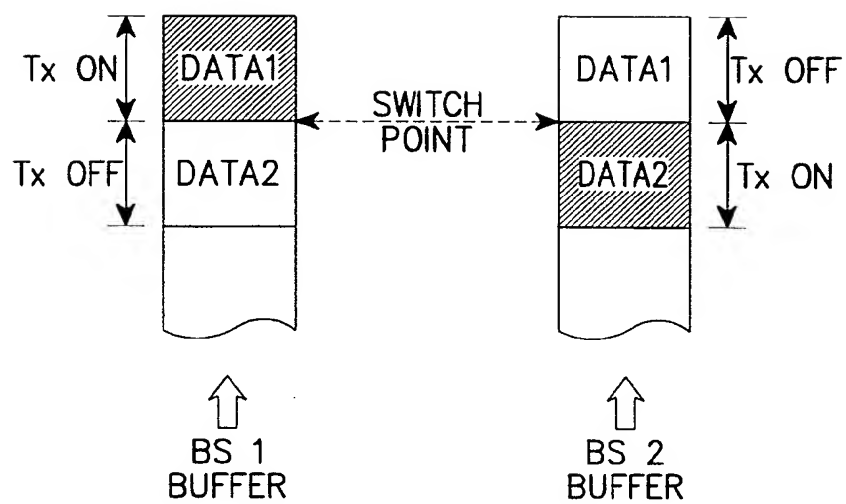


FIG. 14

15/28

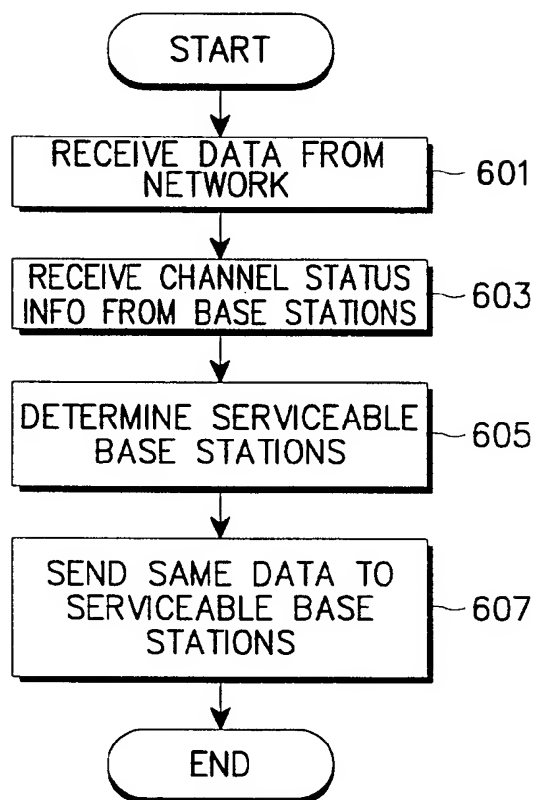


FIG. 15A

16/28

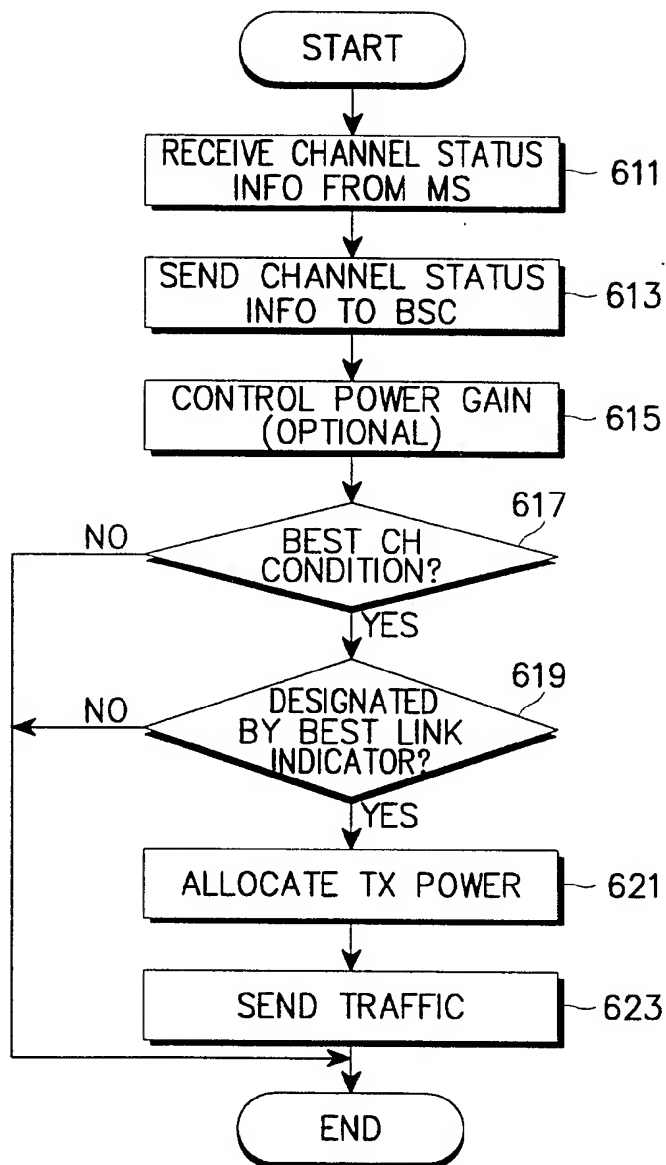


FIG. 15B



17/28

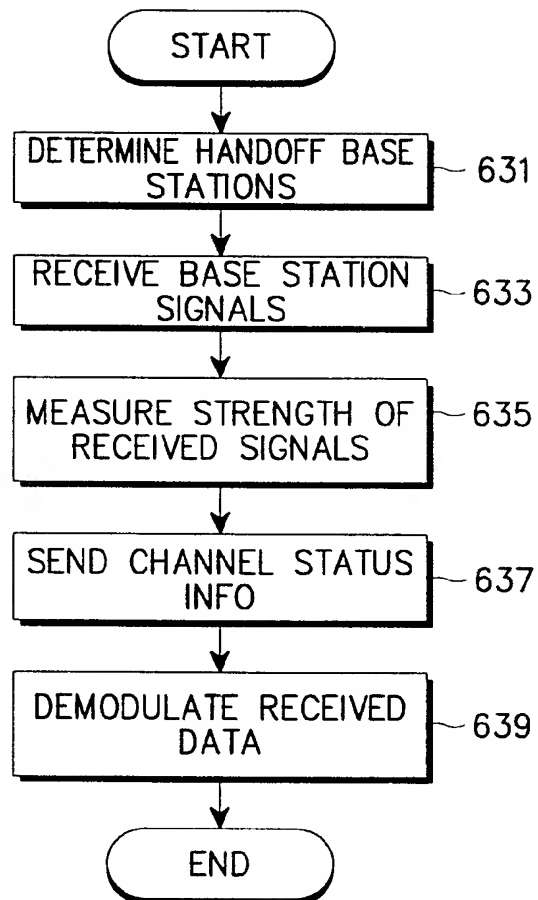


FIG. 15C

18/28

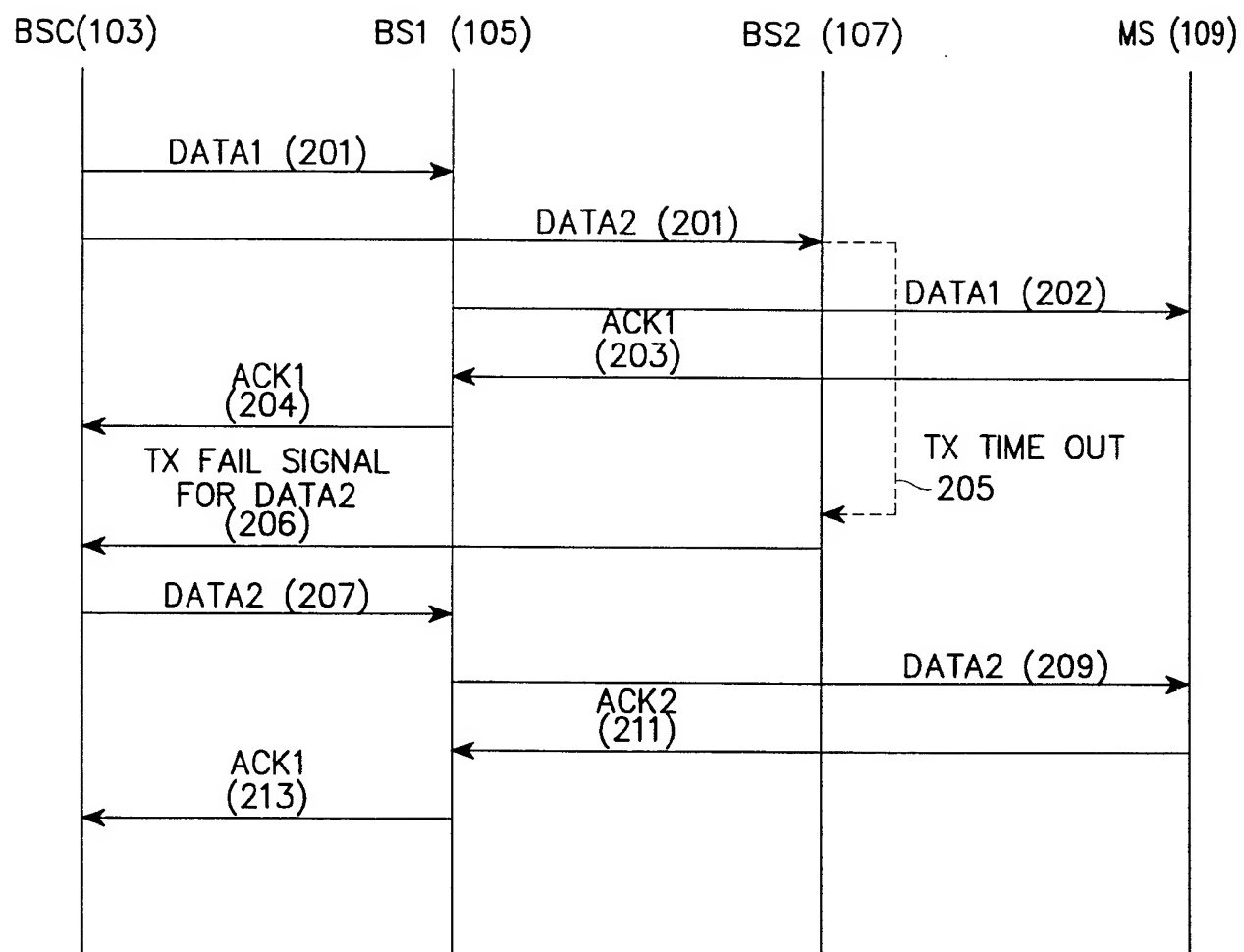


FIG. 16

19/28

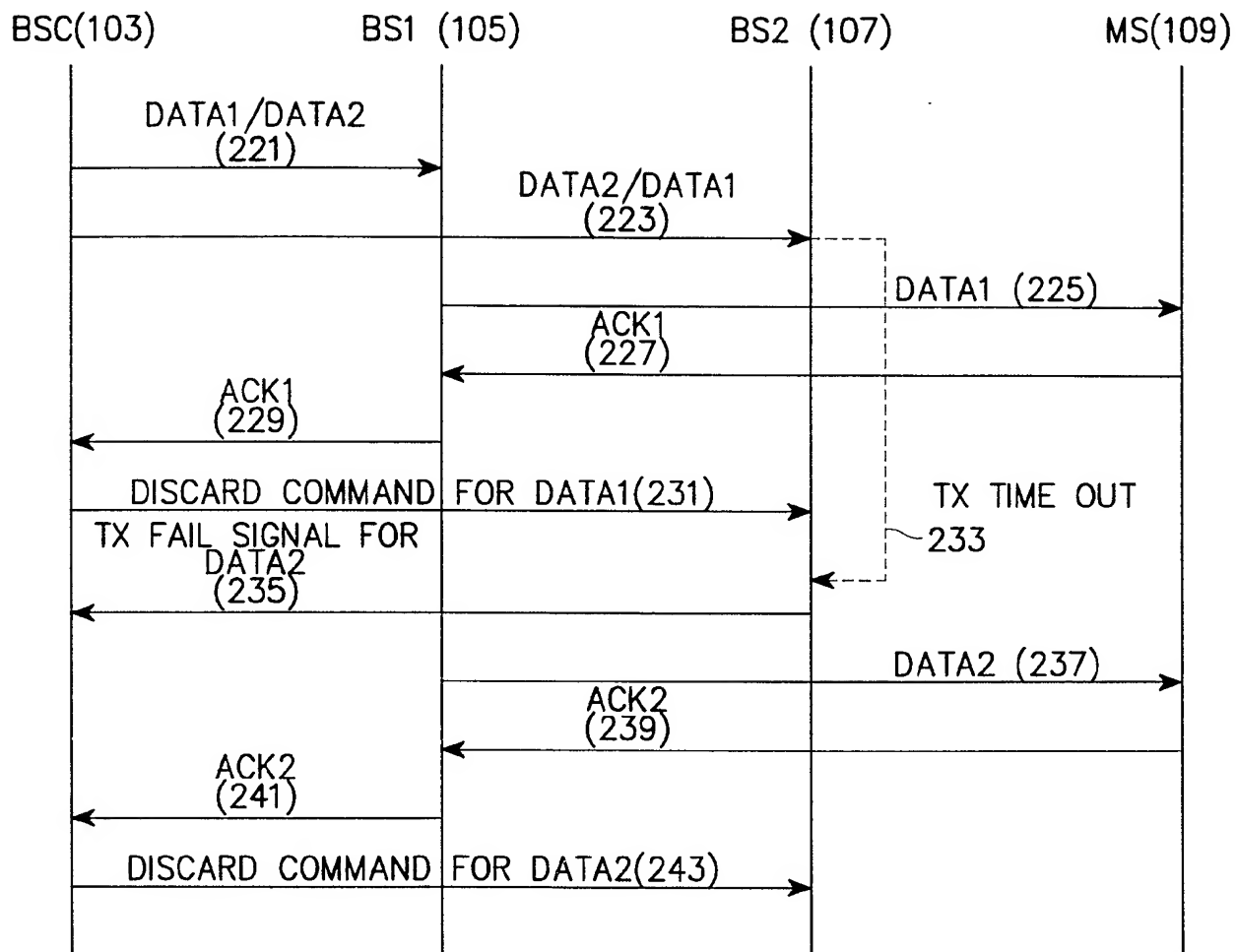


FIG. 17

20/28

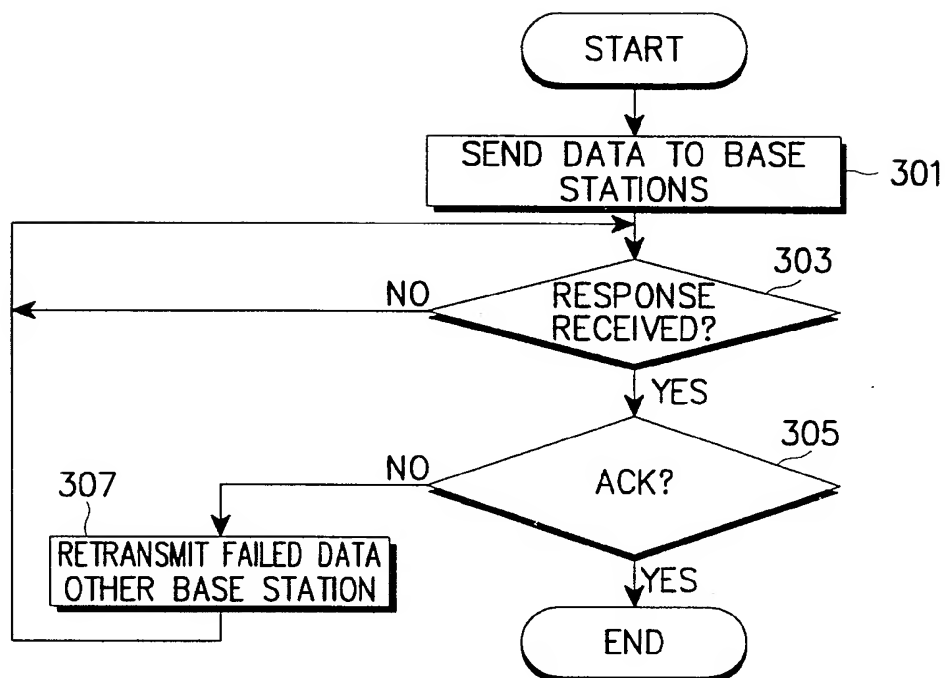


FIG. 18A

21/28

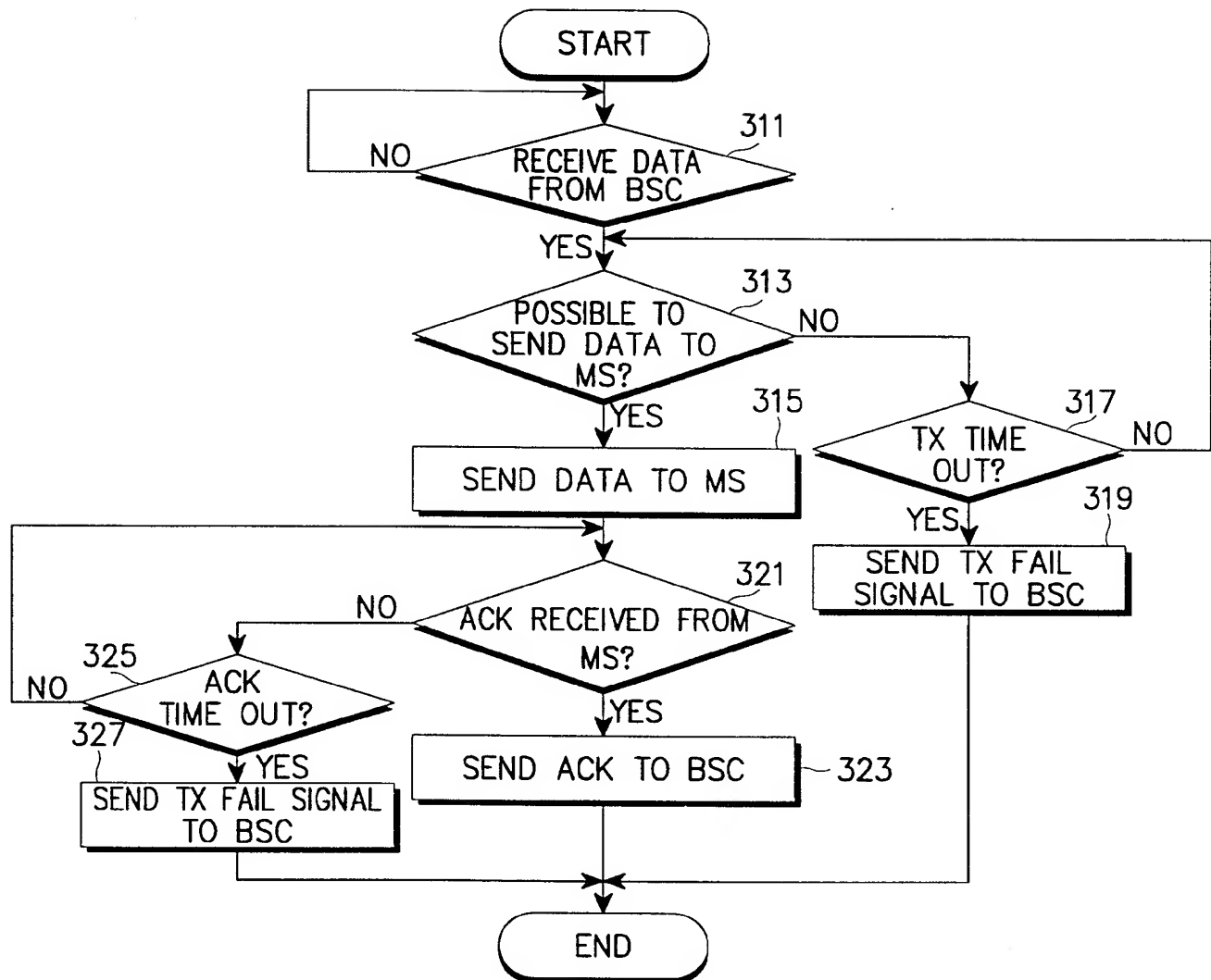


FIG. 18B

22/28

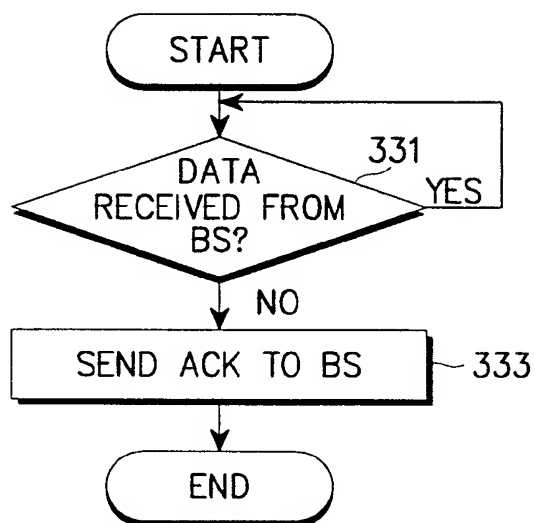


FIG. 18C

23/28

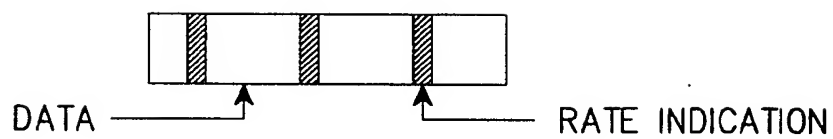


FIG. 19A

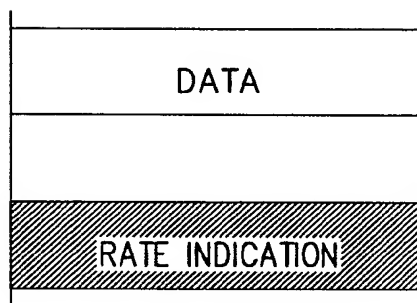


FIG. 19B

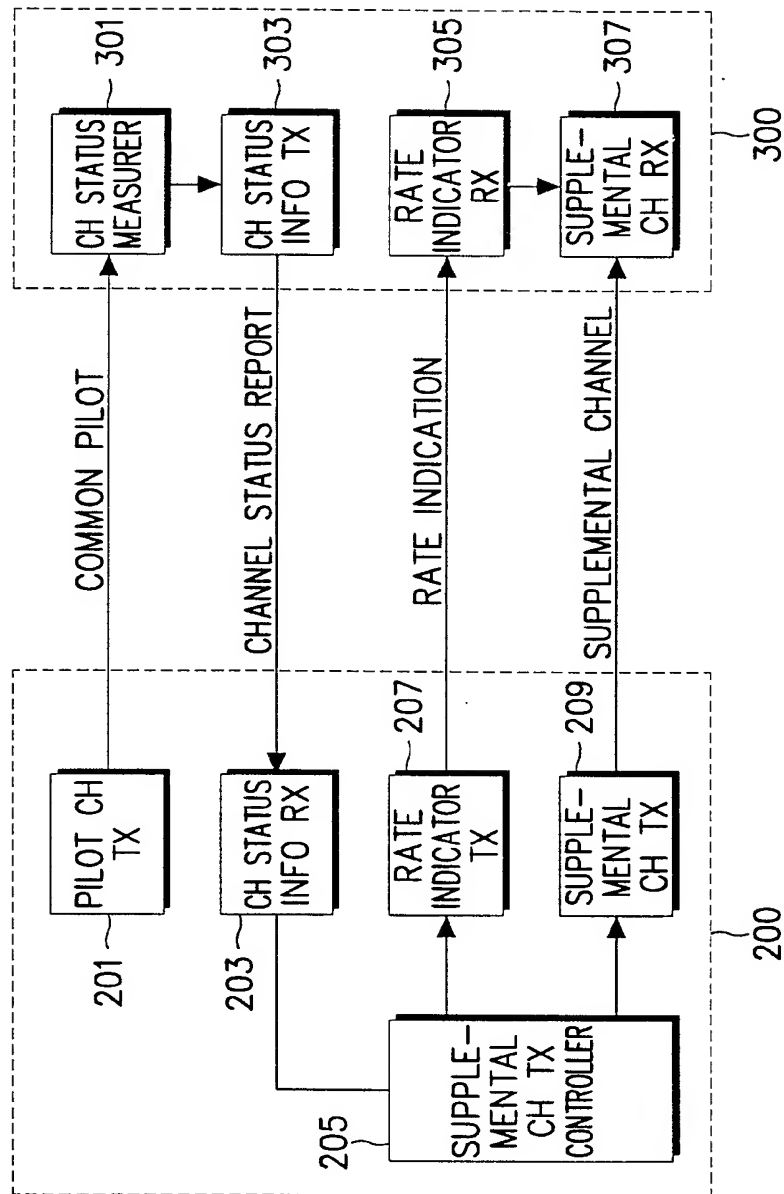


FIG. 20



25/28

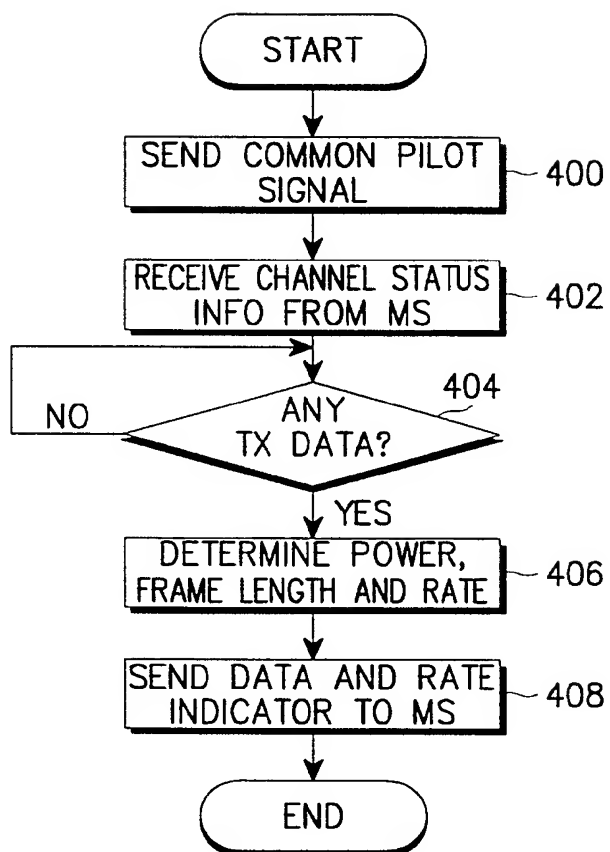


FIG. 21

26/28

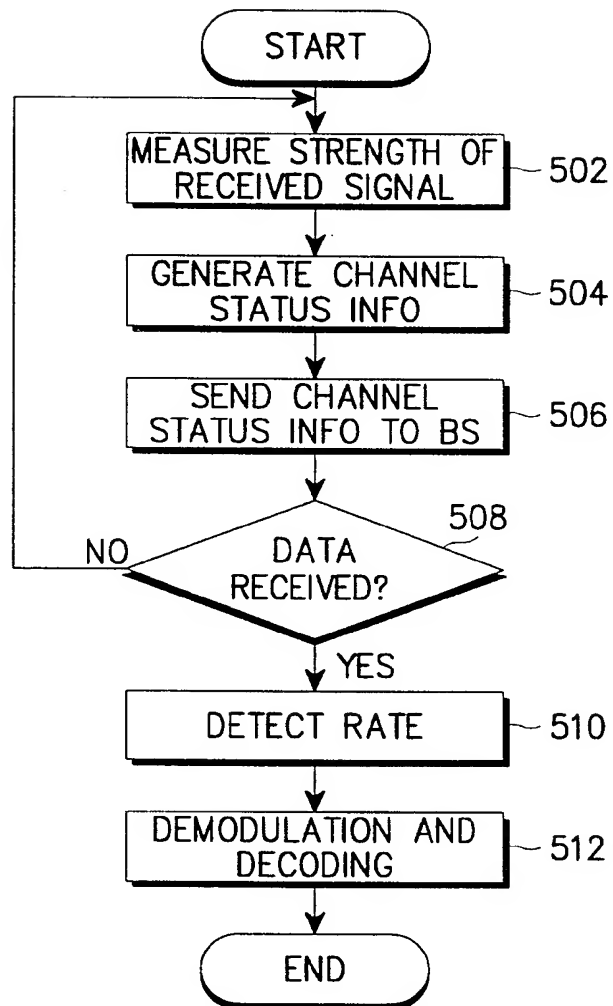


FIG. 22

27/28

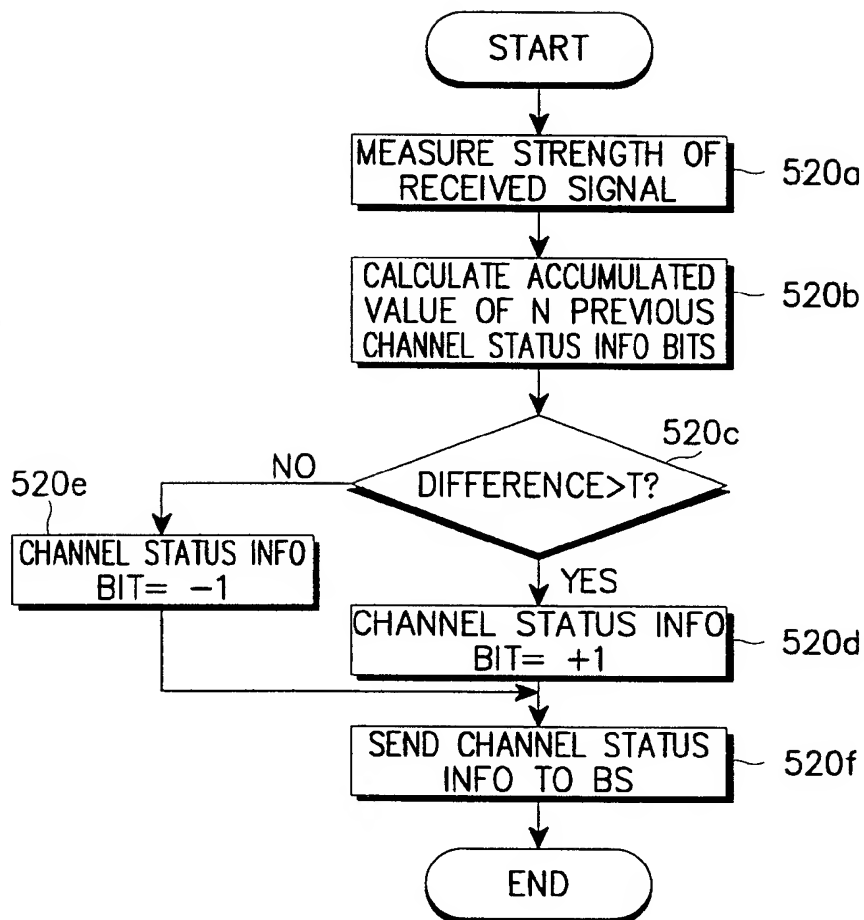


FIG. 23

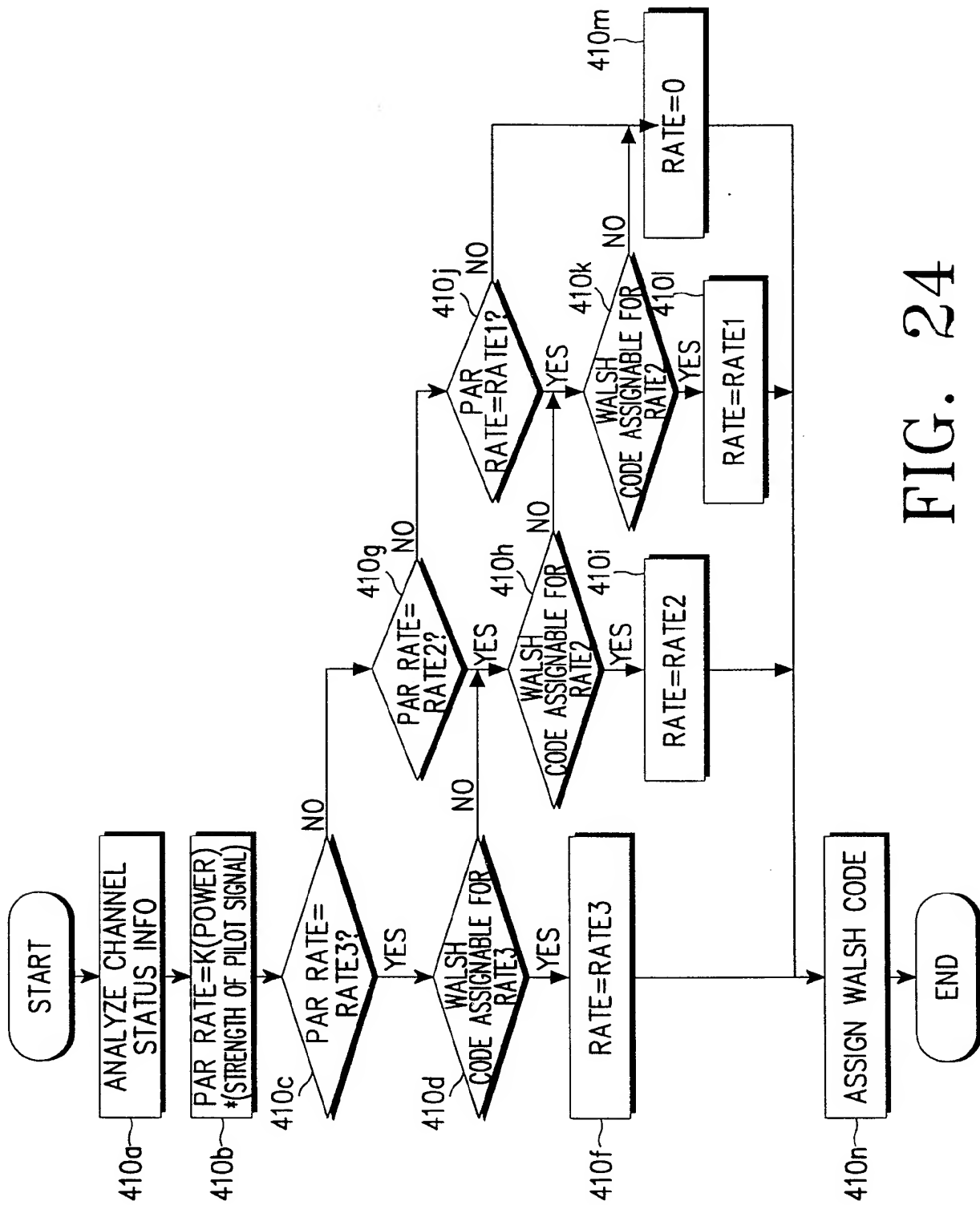


FIG. 24

KOREAN PATENT ABSTRACTS XML 1(1-1)

(19) **KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE**

**KOREAN PATENT ABSTRACTS**

(11)Publication number: **1020010098861**  
**A**  
(43)Date of publication of application:  
**08.11.2001**

(21)Application number: **1020010022293** (71)Applicant: **NEC CORPORATION**  
(22)Date of filing: **25.04.2001** (72)Inventor: **MATSUKI TORU**  
(30)Priority: **25.04.2000 1**  
(51)Int. Cl **H04B 7/26**

**(54) TRANSMITTED POWER CONTROL SYSTEM FOR CDMA MOBILE COMMUNICATIONS SYSTEM**

(57) Abstract:

PURPOSE: To provide a transmitted power control system capable of controlling the transmitted power of an upward control channel to a proper value when being shifted to a transmission or incoming call operation in a mobile station in a waiting state existing in the service area of the base station, even when sending power is lowered due to the failure of a transmitter of the base station. CONSTITUTION: The base station transfers the transmitted power initial constant (system parameter) or transmitted electric power correction value of a new mobile station calculated based on the lowered transmitted power value of the base station from the base station to the mobile station in the waiting state existing in the service area of the base station. The transmitted power of the upward control channel in the mobile station when being shifted to the transmission or the incoming call operation is lowered to the proper value.

copyright KIPO & JPO 2002



For more registration information

## (19) 대한민국특허청(KR)

## (12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>

H04B 7/26

(11) 공개번호

특2001-0098861

(43) 공개일자

2001년11월08일

(21) 출원번호	10-2001-0022293
(22) 출원일자	2001년04월25일
(30) 우선권주장	2000-124067 2000년04월25일 일본(JP)
(71) 출원인	닛본 덴기 가부 시끼가이샤, 가네꼬 히사시 일본 000-000 일본국 도쿄도 미나토구 시바 5쵸메 7방 1고
(72) 발명자	마쯔끼도루 일본 일본도쿄도미나토구시바5쵸메7방1고닛본덴기가부시끼가이샤내
(74) 대리인	구영창 장수길
(77) 심사청구	있음
(54) 출원명	CDMA 이동 통신 시스템 및 그 송신 전력 제어 방법

## 요약

CDMA 이동 통신 시스템이 기지국과 이동국을 포함한다. 기지국은 감시부, 산출부, 및 통지부를 포함한다. 감시부는 이동국에 방사된 포워드 링크 송신 전력값을 감시한다. 포워드 링크 송신 전력값이 사전설정된 정상 출력값보다 작게 될 경우, 산출부는 저하된 포워드 링크 송신 전력값에 대응하는, 이동국의 시스템 파라미터 정보를 산출한다. 통지부는 이동국의 시스템 파라미터 정보를 이동국에 통지한다. 대기 상태의 이동국이 기지국에 대하여 발신 또는 착신 동작을 개시할 때, 송신 전력 제어부는 기지국으로부터의 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도값으로부터 얻어지는 값과 이동국의 시스템 파라미터 정보에 기초하여 이동국으로부터의 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력값을 제어한다. 상기 시스템에서의 송신 전력 제어 방법도 개시되어 있다.

## 대표도

## 도2

## 색인어

CDMA 이동 통신 시스템, 기지국, 이동국, 송신 전력 제어, 간섭, 시스템 파라미터

## 영문초

## 도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 CDMA 이동 통신 시스템의 블록도.

도 2는 도 1에 도시된 CDMA 이동 통신 시스템에 의한 송신 전력 제어 동작을 도시하는 흐름도.

도 3은 페루프에 의한 송신 전력 제어 동작이 기동되지 않을 때 이동국에서의 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력 결정 알고리즘을 설명하기 위한 도면.

도 4는 종래의 송신 전력 제어 동작을 도시하는 흐름도.

## &lt;도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명&gt;

- 12: 전력 제어 비트 생성부
- 16, 25: 송신 전력 제어부
- 18a: 전력 감시부
- 18b: 파라미터 산출부
- 19: 검파부

## 영문초

## 영문초

#### 발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 CDMA(부호 분할 다원 접속) 방식을 이용한 이동 통신 시스템 및 그 송신 전력 제어 방법에 관한 것으로, 보다 상세하게는, 기지국의 송신 장치가 고장나서 송신 전력이 저하한 경우의 송신 전력 제어 시스템 및 방법에 관한 것이다.

최근 전자 통신 기술의 발전과 더불어, 자동차 전화, 휴대 전화와 같은 이동 통신 시스템이 급속히 보급되고 있다. 이와 동시에, 이동 통신 방식도 TDMA(시분할 다원 접속)에서 CDMA로 이행하고 있다.

CDMA 방식을 이용한 셀룰러 이동 통신 시스템은, 일반적으로 이하의 이점을 갖고 있다.

- 1) 이 시스템은 무선 통신 또는 방해와 같은 간섭에 대해 높은 내구성을 가진다.
- 2) 이 시스템은 전력 스펙트럼 밀도가 낮기 때문에 다른 시스템과 거의 간섭하지 않는다.
- 3) 이 시스템은 전력 스펙트럼 밀도가 낮기 때문에 보안성이 우수하다.
- 4) 이 시스템은 확산 부호에 의해 만족스러운 프라이버시 보호를 실현할 수 있다.
- 5) 상이한 확산 부호를 사용하는 것에 의해 다원 접속이 가능하다.
- 6) 과부하 통신이 가능하다.

그러나, 이 시스템은 이러한 이점뿐만 아니라 문제점도 갖고 있다. 그 중 하나는 간섭 문제이다. 대표적인 간섭 문제는 근원 문제(near-far problem)이다. 근원 문제는 기지국과 원격 위치에 있는 소망의 이동국 사이의 통신 중에 기지국 근방의 다른 간섭 이동국이 통신 중인 소망의 이동국에 큰 방해를 부여하는 현상이다. 그러한 간섭 문제는 CDMA에 국한되지 않는다. 종래의 이동 통신 시스템에서도, 이 문제는 채널간 간섭(단일 채널 간섭/인접 채널 간섭)으로서 알려져 있다. 이 문제는 CDMA에서 특히 두드러지는데, 왜냐하면 다수의 이동국들이 단일 주파수를 공유하기 때문이다.

이 간섭 문제를 해결하기 위하여, CDMA 방식을 이용한 이동 통신 시스템은 간섭량을 감소시키기 위한 다양한 송신 전력 제어 수단을 갖고 있다. 송신 전력 제어는 이동국에서 기지국으로의 리버스 링크(상향 링크) 송신 전력 제어 및 기지국에서 이동국으로의 포워드 링크(하향 링크) 송신 전력 제어를 포함한다.

이하에서 TIA/EIA(Telecommunication Industry Association/Electronic Industry Association)의 IS-95 규격에 근거한 리버스 링크 송신 전력 제어에 대해 설명한다. 리버스 링크 송신 전력 제어는 기지국의 수신부에 의해 행해진다. 즉, 기지국은 이동국으로부터 송신된 무선 신호의 수신 품질을 측정하고, 그 수신 품질이 사전설정된 임계값보다 크면, 기지국은 송신 전력을 저하시키도록 전력 제어 비트에 의해 이동국에 지시한다. 만일 수신 품질이 사전설정된 임계값보다 작으면, 기지국은 송신 전력을 증가시키도록 전력 제어 비트에 의해 이동국에 지시한다. 이 리버스 링크 송신 전력 제어는 페루프 송신 전력 제어 방식이라고 한다.

그러나, 종래의 리버스 링크 송신 전력 제어 방식은 이하의 문제점을 갖고 있다. 도 4에 도시된 바와 같이, 종래의 방식에서는, 대기 상태의 이동국이 기지국과의 동기 포착을 완료하고, 주변 구역의 전계 측정 및 위치 변경에 따른 위치 등록과 같은 제어 채널 송수신을 수행하면서 아이들 상태로 설정되어 있다(스텝 S11). 이 상태의 이동국은 전원 투입 시에 기지국으로부터 이동국에 관한 파라미터들을 이미 수신하여 저장하고 있다.

이동국에 관한 시스템 파라미터는 이동 통신 시스템에서의 이동국의 시스템 조건을 규정하는 복수의 정수이고, 기지국을 포함하는 전체 시스템의 설계 시에 미리 결정된다. 이동국에 관한 시스템 파라미터는 기지국에 관한 시스템 파라미터와 함께 기지국에 저장된다. 새로운 이동국이 액티브 상태가 될 때마다, 이동국에 관한 시스템 파라미터가 기지국으로부터 제어 채널을 경유하여 이동국에 전송된다.

기지국의 송신 장치(TX)가 고장나서 기지국의 포워드 링크 송신 전력이 사전설정된 정상 송신 출력보다 저하되고(스텝 S12), 그 후, 대기 상태의 이동국이 발신 또는 착신 동작을 개시한다고 가정하자.

발신 또는 착신 동작을 개시하고 있는 이동국에서의 리버스 링크 제어 채널에서는, 페루프에 의한 송신 전력 제어 동작이 기동되지 않기 때문에, 이동국에 의한 송신 전력 제어 동작이 기동된다. 이동국에 의해 수행되는 송신 전력 제어의 기본 동작에서, 기지국의 근방(이동국에서의 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도가 높은 지점)에서는, 기지국에서의 리버스 링크 간섭량을 감소시키기 위하여 이동국의 리버스 링크 송신 전력이 낮게 설정된다. 다른 한편으로, 기지국으로부터 먼 지점(이동국에서의 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도가 낮은 지점)에서는, 통화 품질을 확보하기 위하여 이동국의 리버스 링크 송신 전력이 높게 설정된다.

따라서, 발신 또는 착신 동작을 개시하고 있는 이동국에서의 리버스 링크 제어 채널은 기지국으로부터의 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도에 반비례하는 변동값과 이동국에 관한 시스템 파라미터 중의 송신 전력 초기 정수에 기초한 고정값을 합계한 값의 송신 전력으로 설정된다(스텝 S13). 설정된 리버스 링크 송신 전력은 이동국과 기지국 사이의 제어 채널에 방사된다(스텝 S14).

즉, 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도값은 기지국의 저하된 송신 전력과 연동하여 감소하고, 이동국에서의 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력값은 해당 수신 전계 강도에 반비례하여 증가한다. 이 때문에, 해당 기지국 및 인접 기지국들에 대한 간섭량이 증가한다.

실제 통화를 수행하기 위해 통신이 트래픽 채널(TCH)로 이행할 경우에는, 페루프에 의한 송신 전력 제어 처리가 개시되어, 리버스 링크 송신 전력이 적정값으로 제어된다(스텝 S15 및 S16).

상술한 바와 같이, 기지국의 송신 전력이 돌연 감소할 경우, 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도가 돌연 감소하고, 따라서, 이동국의 서비스 영역에서 대기하고 있는 이동국은 자신이 순간적으로 기지국으로부터 멀리 이동하였다고 잘못 인식한다. 이 때문에, 이동국은 발신 또는 착신 동작을 개시할 때 리버스 링크 제어 채널에서의 적정값보다 큰 송신 전력을 방사한다.

#### 발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명의 목적은, 기지국의 송신 장치가 고장나서 송신 전력이 감소할 경우 기지국 또는 인접 기지국에서의 간섭량을 감소시킬 수 있는, CDMA 통신 시스템 및 그 송신 전력 제어 방법을 제공하는 데 있다.

상기 목적을 달성하기 위하여, 본 발명에 따르면, 기지국 및 리버스 링크 및 포워드 링크 채널을 통하여 무선에 의해 상기 기지국에 접속된 이동국을 포함하는 CDMA(부호 분할 다원 접속) 이동 통신 시스템으로서, 상기 기지국은, 상기 이동국에 방사된 포워드 링크 송신 전력값을 감시하기 위한 감시 수단, 상기 포워드 링크 송신 전력값이 사전설정된 정상 출력값보다 작게 될 경우, 상기 저하된 포워드 링크 송신 전력값에 대응하는, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보를 산출하기 위한 산출 수단, 및 상기 산출 수단으로부터 출력되는, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보를 상기 이동국에 통지하기 위한 통지 수단을 포함하고, 상기 이동국은, 대기 상태의 상기 이동국이 상기 기지국에 대하여 발신 또는 착신 동작을 개시할 때, 상기 기지국으로부터의 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도값으로부터 얻어지는 값과 상기 기지국으로부터 송신되는, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보에 기초하여 상기 이동국으로부터의 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력값을 제어하기 위한 송신 전력 제어 수단을 포함하는, CDMA 이동 통신 시스템이 제공된다.

#### 발명의 구성 및 작용

이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명을 상세히 설명하기로 한다.

도 1은 본 발명의 실시예에 따른 CDMA 이동 통신 시스템의 시스템 구성을 도시한다. 도 1에 도시된 바와 같이, 기지국 제어부(7)가 전용 회선으로 형성된 유선 전송 회선(6)을 통해 기지국(5)에 접속된다. 기지국(5)은 무선 채널(3)을 통해 이동국(1)에 접속된다. 무선 채널(3)은 이동국(1)으로부터 기지국(5)으로의 리버스 링크 무선 채널(3b)과 기지국(5)으로부터 이동국(1)으로의 포워드 링크 무선 채널(3a)을 포함한다.

기지국(5)의 업-링크 유닛(30)은, 안테나(4) 및 하이브리드 회로(H)(29)를 통해 이동국(1)으로부터 전송된 리버스 링크 무선 신호를 수신하고 이 신호를 복조하는 수신부(RX)와, 수신부(10)에 의해 복조된 신호를 리버스 링크 음성 프레임 신호로 복호화하기 위한 복호화부(11)로 구성된다. 디코딩부(11)에 의해 복호화된 신호의 수신량인 수신값  $E_b/N_o'$  (= 1비트당 에너지/ 1Hz당 노이즈량)이 전력 제어 비트 생성부(12)로 보내진다. 전력 제어 비트 생성부(12)는 수신값  $E_b/N_o'$ 을 내부에서 생성된 기준값  $E_b/N_o$ 과 비교하여, 이동국(1)의 리버스 링크 전송 전력을 제어하기 위한 전력 제어 비트를 생성한다. 디코딩부(11)로부터의 복호화된 리버스 링크 음성 프레임 신호가 기지국 제어부(7)로 보내진다.

기지국(5)의 다운 링크 유닛(31)은 기지국 제어부(7)로부터 전송된 포워드 링크 음성 프레임 신호를 부호화하기 위한 부호화부(14)와, 부호화부(14)에 의해 부호화된 신호를 변조한다음 이 신호를 하이브리드 회로(29) 및 안테나(4)를 통해 전송하기 위한 전송부(TX:13)와, 기지국 제어부(7)로부터 전송된 전계 강도 정보와 기준값  $E_c/I_o$  (= 신호 대 간섭파 전력비)에 기초하여 포워드 링크 전송 전력을 계산하고 적절하게 변경하기 위한 전송 전력 제어부(16)와, 안테나(4)와 전송부(13)의 출력 단자를 접속하기 위한 급전 케이블 중간에 설치된 방향성 결합기(15)에 의해 픽업된 미소 송신 전파를 검파하기 위한 검파부(19)와, 기지국(5)의 포워드 링크 송신 전력을 감시하고 검파부(19)로부터의 검파 출력을 연산 처리함으로써 기지국 전체를 제어하는 CPU(18)와, 각종 제어 프로그램을, 제어 데이터, 기지국(5)과 이동국(1)의 동작과 관련되어 규정되어 있는 시스템 파라미터를 기억하는 메모리부(17)로 구성된다.

CPU(18)는, 검파부(19)로부터의 출력에 기초하여 이동국(1)으로 방사된 포워드 링크 송신 전력의 값을 모니터링하기 위한 전력 모니터부(18a)와, 포워드 링크 송신 전력값이 사전설정된 대기 출력값보다 작게되면 감소된 포워드 링크 송신 전력값에 대응하여 이동국(1)의 송신 전력 초기 정수 (시스템 파라미터)를 계산하기 위한 파라미터 산출부(18b)의 기능블럭을 갖는다.

이동국(1)의 다운 링크 유닛(33)은 안테나(2) 및 하이브리드 회로(32)를 통해 기지국(5)으로부터 전송된 포워드 링크 무선 신호를 수신하고 이 신호를 복조하는 수신부(RX)와, 수신부(20)에 의해 복조된 신호를 포워드 링크 음성 프레임 신호로 복호화하기 위한 복호화부(21)와, 포워드 링크 음성 프레임 신호의 음성 데이터 신호 품질 정보에 기초하여 가중 합성하기 위한 음성 프레임 신호 합성부(22)와, 포워드 링크 음성 프레임 신호의 음성 데이터를 포워드 링크 음성 신호로 변환시키기 위한 음성 부호화부(26)로 구성된다.

이동국(1)의 업 링크 유닛(34)은 리버스 링크 음성 신호를 리버스 링크 음성 프레임 신호로 된 음성 데이터로 변환하기 위한 음성 부호화부(26)와, 리버스 링크 음성 프레임 신호를 부호화한 다음 이 신호를 하이브리드 회로(32) 및 안테나(2)를 통해 전송하기 위한 송신부(RX, 23)와, 기지국(5)으로부터 전송된 정보에 기초하여 송신 전력을 제어하기 위한 송신 전력 제어부(25)와, 기지국(5)으로부터 송신되고 이동국(1)과 관련된 시스템 파라미터를 음성 프레임 신호 합성부(22)로부터 추출하고 전체 이동국을 제어하기 위한 CPU(28)와, 각종 제어 프로그램, 제어 데이터와 추출된 시스템 파라미터를 저장하기 위한 메모리부(27)를 포함한다.

이동국(1)이 대기 상태이면, 송신 전력 제어부(25)에서 기지국(5)으로부터의 포워드 링크 제어 채널(3a)의 수신 전계 강도값으로부터 구해진 값과, 기지국(5)으로부터 전송된 이동국(1)의 시스템 파라미터에 기초하여 이동국(1)으로부터 리버스 링크 제어 채널(3b)의 전송 전력값을 제어한다. 이동국(1)이 착발신 동작으로 통화중이면, 전송 전력 제어부(25)에서 기지국(5)으로부터 전송된 전력 제어 비트에 기초하여 페루프에 의한 송신 전력 제어를 행한다.

도 2를 참조하여, 상기 구성을 갖는 시스템의 송신 전력 제어 동작을 설명하기로 한다.

도 2에 도시된 바와 같이, 대기 상태에 있는 이동국(1)은 기지국(5)과의 동조 취득을 완료하고, 주변 존에서의 전계 측정 및 위치 변경에 따른 위치 등록 등의 제어 채널 송/수신을 행하면서 아이들 상태로 설정된다 (단계 S1). 이 상태에 있는 이동국(1)은 전원 투입시, 이동국과 관련된 시스템 파라미터를 기지국(5)으로부터 수신하고 이들을 메모리부(27)에 저장한다.

기지국(5)의 송신부(TX, 13)가 고장나면, 기지국(5)의 포워드 링크 송신 전력이 사전설정된 대기 전송 출력보다 작게 된다 (단계 S2). 감소된 전송 전력값은 방향성 결합기(15)를 통해 검파부(19)에 의해 추출되어 CPU(18)로 입력된다. CPU(18)의 전력 감시부(18a)에서는 사전설정된 대기 전송 전력값을 검파부(19)로부터 전송된 감소된 송신 전력값과 비교함으로써, 전송 전력 감소를 검출한다. 파라미터 산출부(18b)는 감소된 송신 전력값에 대응하여 이동국(1)에 관련된 시스템 파라미터의 송신 전력 초기 정수를 재연산한다. 재연산된 송신 전력 초기 정수가 갱신되고 메모리부(17)에 저장되며 동시에 부호화부(14)에 의해 부호화된 다음 송신부(13)로 전송된다.

새로 계산된 이동국(1)의 송신 전력 초기 정수는 감소된 기지국 송신 전력값에 비례하여 작어진다. 기지국(5)의 송신부(13)는 대기 상태에서 포워드 링크 제어 채널(3a)을 사용하여 감소된 송신 전력 초기 정수 (시스템 파라미터 정보)를 이동국(1)으로 전송한다. 기지국(5)



으로부터 전송된 새로운 송신 전력 초기 정수가 다운 링크 유닛(33)을 통해 CPU(28)로 입력되고 이동국(1)의 메모리부(27)에 저장된다.

이하에서는, 페루프에 의한 송신 전력 제어 동작이 액티브되지 않을 때 (대기 상태), 이동국(1)의 리버스 링크 제어 채널(3b)의 송신 전력 결정 알고리즘을 도 3을 참조하여 설명하기로 한다.

도 3에 도시된 바와 같이, 기지국(5)은 송신 전력 TXb에서 포워드 링크 제어 채널(3a)을 송신한다. 이 경우, 이동국(1)은 전파 손실 L(dB)을 감산한 다음 수신 전계 강도 RXb에서 포워드 링크 제어 채널(3a)의 정보를 수신한다. 수신 전계 강도 RXb에서 포워드 링크 제어 채널(3a)의 정보를 수신한 이동국(1)에서 기지국(5)으로 리버스 제어 채널(3b)을 전송한다. 이 때, 리버스 링크 제어 채널(3b)의 송신 전력 TXm은 수신 전계 강도 RXb에 반비례하는 변동값 -RXb과 이동국(1)에 전송되고 메모리부(27)에 미리 저장된 시스템 파라미터의 송신 전력 초기 정수값 A (고정값)과의 합으로 결정된다.

즉, 송신 전력 TXm = -RXb + A 으로 주어진다. ... (식 1)

페루프에 의한 송신 전력 제어 동작이 액티브되지 않는 경우, 이동국(1)의 리버스 링크 제어 채널(3b)의 송신 전력 결정 알고리즘을 상기에서 설명하였다. 이러한 송신 전력 판정 알고리즘은 CPU(28)로부터의 출력에 기초하여 송신 전력 제어부(25)에 의해 실행된다. 식(1)의 계산 자체는 CPU(28)에 의해 행해질 수 있다.

도 2를 참조하면, 대기 상태에서 이동국(1)이 착발신 동작을 개시한다. 이 때, 페루프에 의한 송신 전력 제어 동작은 이동국(1)에서의 리버스 링크 제어 채널(3b)에 대해서는 아직도 액티브되지 않았다. 이러한 이유로, 식(1)로 표현된 알고리즘에 기초하여 리버스 링크 전송 전력이 설정되고 (단계 S5), 리버스 링크 제어 채널(3b)이 새롭게 설정된 송신 전력에 의해 방사된다 (단계 S6).

즉, 기지국(5)으로부터 포워드 링크 제어 채널(3a)의 수신 전계 강도에 역비례한 변동값이, 기지국(5)으로부터 감소된 송신 전력과 결합하여 증가한다. 그러나, 기지국(5)으로부터 이동국(1)으로 전송된 새로운 송신 전력 초기 정수값은 기지국(5)으로부터의 감소된 송신 전력과 결합하여 작게 설정된다. 이러한 이유로, 이동국(1)에서의 리버스 링크 제어 채널(3b)의 최종 송신 전력값이 증가하지 않고, 기지국(5)이 고장나기 전의 송신 전력을 유지한다. 그 결과, 기지국(5)과 인접한 기지국(5)에서의 간섭량이 증가하지 않고, 이동국(1)에서의 리버스 링크 제어 채널(3b)의 송신 전력이 적정하게 제어된다.

실제 통화를 위해 트랙 채널 (TCH)로 통신을 이행한다면, 페루프에 의한 송신 전력 제어 처리가 개시하고, 리버스 링크 송신 전력을 적절한 값으로 제어한다 (단계 S6 및 S7).

기지국(5)의 송신부(TX, 13)의 고장이 복구되면, 기지국(5)의 포워드 링크 송신 전력이 재저장되고, 이동국(1)의 송신 전력 초기 정수 (시스템 파라미터)가 상기 절차에 따라 재저장된다.

상기 실시예에서, 기지국에서는 이동국에 감소된 송신 전력 초기 정수값 (절대값)을 알린다. 그러나, 기지국의 송신 전력이 감소하기 이전에 당초의 송신 전력 초기 정수와 차분인 송신 전력 보정값을 계산하여 전송할 수 있다.

이 경우, 기지국으로부터 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도값으로부터 구해진 값과 수신 송신 전력 초기 정수값에 기초하여, 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력값을 결정하는 대신, 상기 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력값은, 기지국으로부터의 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도값으로부터 구해진 값과 기지국의 송신 전력이 감소하기 이전의 당초의 송신 전력 초기 정수값과의 차분인 송신 전력 보정값에 기초하여 결정된다.

#### 발명의 효과

이상에서 설명한 바와 같이, 본 발명에 따르면, 기지국 송신부가 고장이고, 기지국의 포워드 링크 송신 전력이 사전설정된 대기 송신 전력보다 작게 되면, 새로운 이동국 송신 전력 초기 정수 (시스템 파라미터) 또는 감소된 기지국 송신 전력값에 기초하여 계산되는 송신 전력 보정값이 기지국으로부터 기지국의 서비스 에리어에서 대기 상태에 있는 이동국으로 전송됨으로써, 착발신 동작 시 이동국에서 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력을 적절한 값으로 감소시킬 수 있고, 기지국 또는 인접한 기지국에서의 간섭량이 감소될 수 있다.

#### (57) 청구의 범위

##### 청구항 1.

기지국(5) 및 리버스 링크 및 포워드 링크 채널(3a, 3b)을 통하여 무선에 의해 상기 기지국에 접속된 이동국(1)을 포함하는 CDMA(부호 분할 다원 접속) 이동 통신 시스템에 있어서,

상기 기지국은,

상기 이동국에 방사된 포워드 링크 송신 전력값을 감시하기 위한 감시 수단(18a, 19);

상기 포워드 링크 송신 전력값이 사전설정된 정상 출력값보다 작게 될 경우, 상기 저하된 포워드 링크 송신 전력값에 대응하는, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보를 산출하기 위한 산출 수단(18b); 및

상기 산출 수단으로부터 출력되는, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보를 상기 이동국에 통지하기 위한 통지 수단(13)을 포함하고,

상기 이동국은,

대기 상태의 상기 이동국이 상기 기지국에 대하여 발신 또는 착신 동작을 개시할 때, 상기 기지국으로부터의 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도값으로부터 얻어지는 값과 상기 기지국으로부터 송신되는, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보에 기초하여 상기 이동국으로부터의 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력값을 제어하기 위한 송신 전력 제어 수단(25, 28)을 포함하는,

CDMA 이동 통신 시스템.

##### 청구항 2.

제1항에 있어서, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보는 송신 전력의 절대값을 나타내는 송신 전력 초기 정수값인, CDMA 이동 통신

시스템.

#### 청구항 3.

제1항에 있어서, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보는 상기 기지국에 설정된 송신 전력 초기 정수로부터의 차이를 나타내는 송신 전력 보정값인, CDMA 이동 통신 시스템.

#### 청구항 4.

제1항에 있어서,

상기 기지국은 상기 기지국 및 이동국에 관한 시스템 파라미터 정보를 미리 저장하기 위한 제1 저장 수단(17)을 포함하고,

상기 이동국이 대기 상태에 있을 때, 상기 통지 수단은 상기 제1 저장 수단에 저장되어 있는, 상기 이동국에 관한 시스템 파라미터 정보를 상기 이동국에 통지하는, CDMA 이동 통신 시스템.

#### 청구항 5.

제4항에 있어서, 상기 제1 저장 수단은 상기 산출 수단에 의해 산출되는, 상기 이동국에 관한 시스템 파라미터 정보를 갱신 및 저장하는, CDMA 이동 통신 시스템.

#### 청구항 6.

제4항에 있어서, 상기 이동국은 상기 기지국으로부터 송신되는, 상기 이동국에 관한 시스템 파라미터 정보를 저장하기 위한 제2 저장 수단(27)을 포함하는, CDMA 이동 통신 시스템.

#### 청구항 7.

제1항에 있어서, 상기 송신 전력 제어 수단은,  $TX_m = -RX_b + A$ 의 수학적식에 따라서 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력  $TX_m$ 을 결정하고,

상기 수학적식에서  $-RX_b$ 는 수신 전계 강도에 반비례하는 변동값이고  $A$ 는 상기 기지국으로부터 송신되는, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보로서의 송신 전력 초기 정수값인, CDMA 이동 통신 시스템.

#### 청구항 8.

CDMA(부호 분할 다원 접속) 방식을 이용하여 이동국(1)과 기지국(5) 사이에 무선 통신을 실행하기 위한 이동 통신 시스템에서의 송신 전력 제어 방법에 있어서,

상기 이동국에 방사된 포워드 링크 송신 전력값을 감시하는 단계;

상기 포워드 링크 송신 전력값이 사전설정된 정상 출력값보다 작게 될 경우, 상기 저하된 포워드 링크 송신 전력값에 대응하는, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보를 산출하는 단계; 및

대기 상태의 상기 이동국이 상기 기지국에 대하여 발신 또는 착신 동작을 개시할 때, 상기 기지국으로부터의 포워드 링크 제어 채널의 수신 전계 강도값으로부터 얻어지는 값과 상기 산출된 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보에 기초하여 상기 이동국으로부터의 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력값을 결정하는 단계

를 포함하는, 이동 통신 시스템에서의 송신 전력 제어 방법.

#### 청구항 9.

제8항에 있어서, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보는 송신 전력의 절대값을 나타내는 송신 전력 초기 정수값인, 이동 통신 시스템에서의 송신 전력 제어 방법.

#### 청구항 10.

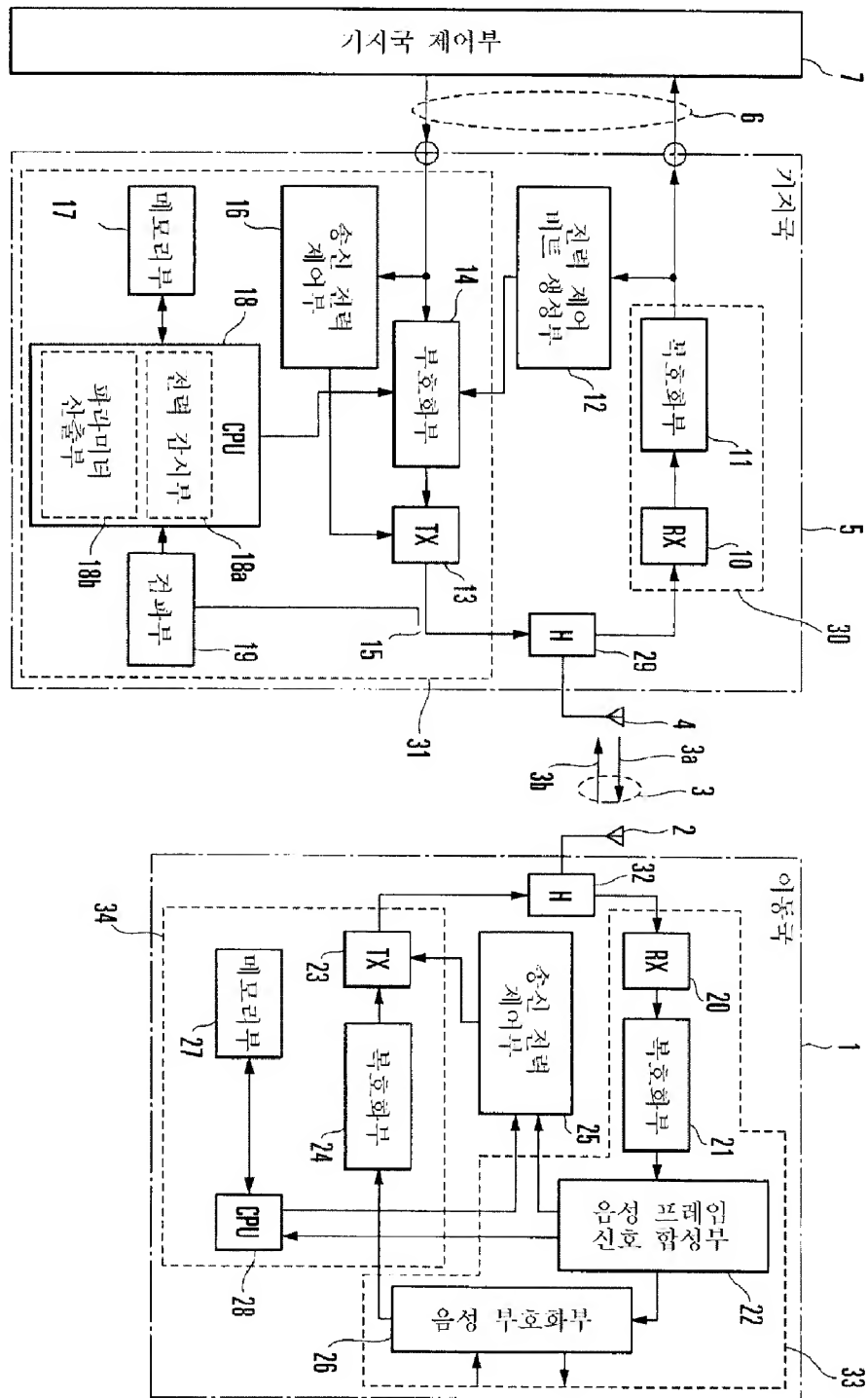
제8항에 있어서, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보는 상기 기지국에 설정된 송신 전력 초기 정수로부터의 차이를 나타내는 송신 전력 보정값인, 이동 통신 시스템에서의 송신 전력 제어 방법.

#### 청구항 11.

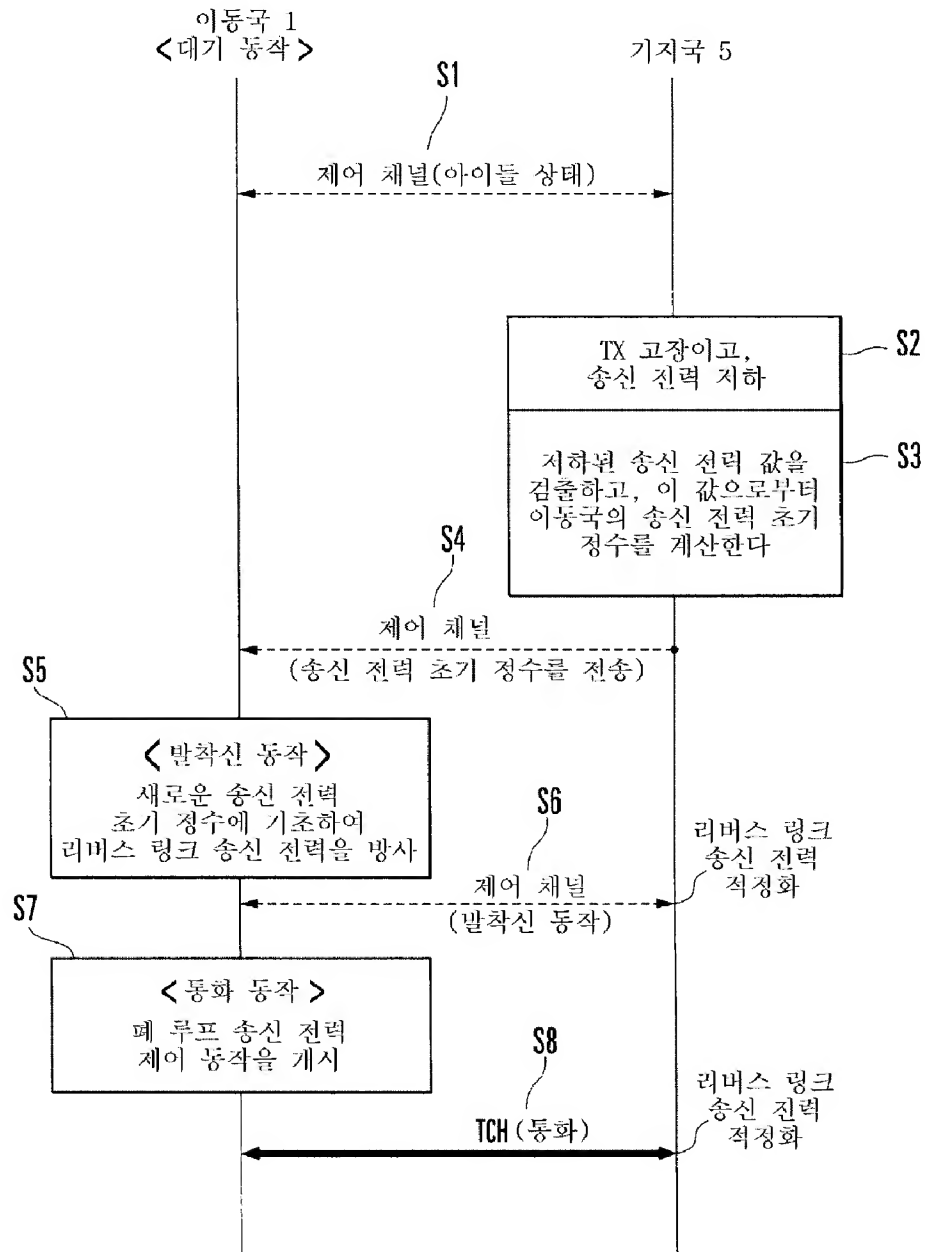
제8항에 있어서, 상기 결정 단계는,  $TX_m = -RX_b + A$ 의 수학적식에 따라서 리버스 링크 제어 채널의 송신 전력  $TX_m$ 을 결정하는 단계를 포함하고,

상기 수학적식에서  $-RX_b$ 는 수신 전계 강도에 반비례하는 변동값이고  $A$ 는 상기 기지국으로부터 송신되는, 상기 이동국의 시스템 파라미터 정보로서의 송신 전력 초기 정수값인, 이동 통신 시스템에서의 송신 전력 제어 방법.

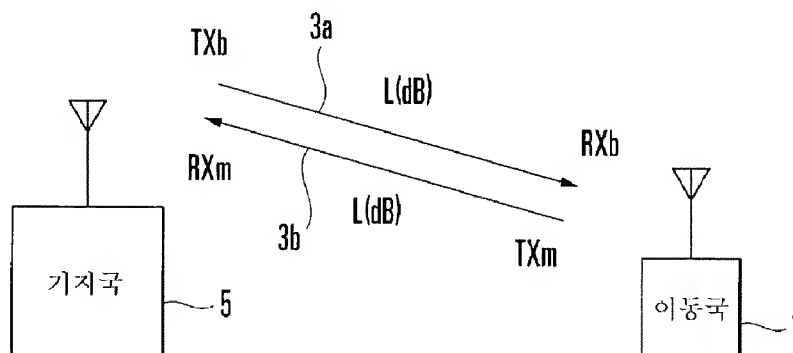
도면



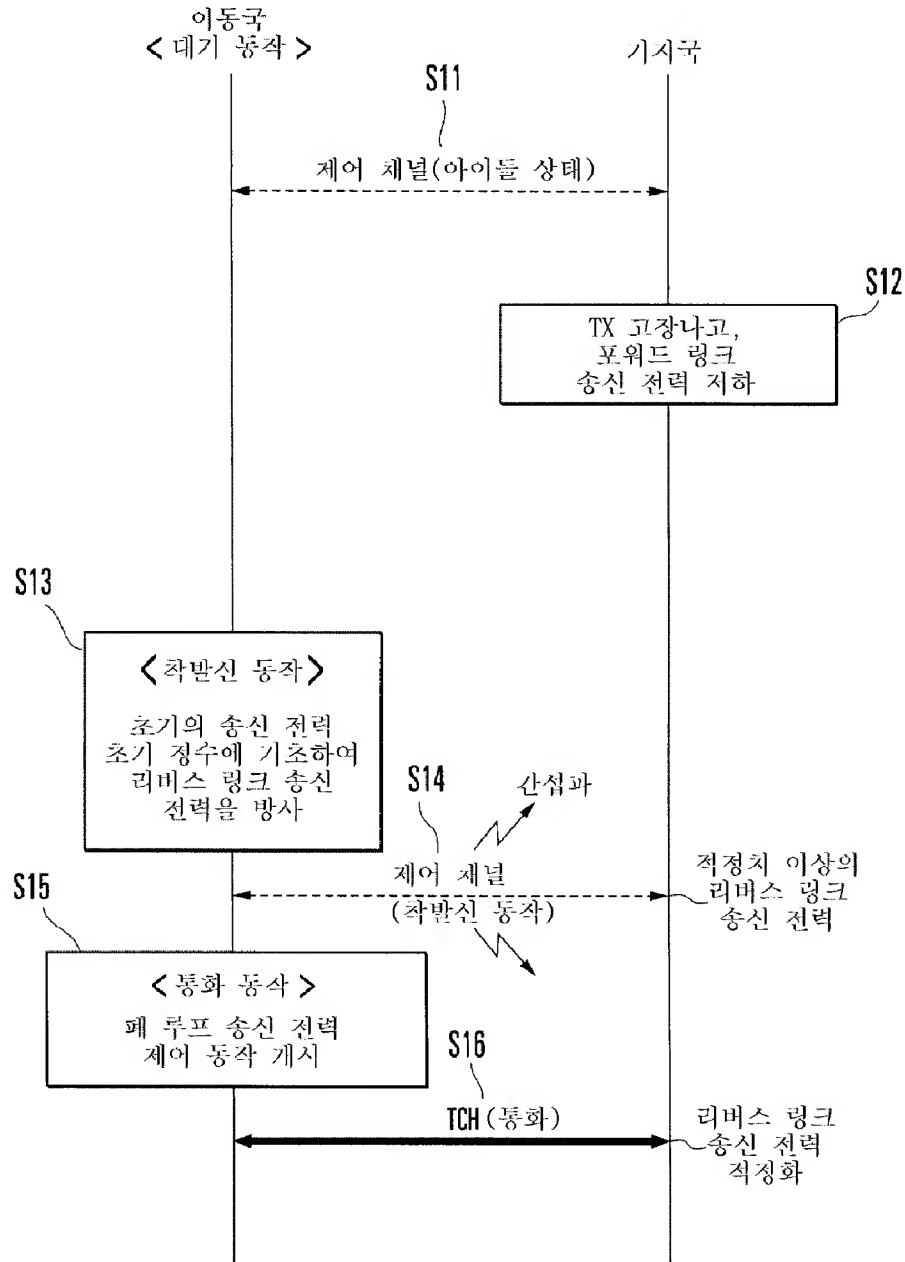
도면 2



도면 3



도면 4



KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

KOREAN PATENT ABSTRACTS

(11)Publication number: 1020030085040 A  
(43)Date of publication of application: 01.11.2003

---

(21)Application number: 1020037012349

(22)Date of filing: 22.09.2003

(30)Priority: 23.03.2001 1

(71)Applicant: QUALCOMM INCORPORATED

(72)Inventor: LING FUNYUN  
WALTON JAY R.  
HOWARD STEVEN J.  
WALLACE MARK  
KETCHUM JOHN W.

(51)Int. Cl. H04B 7/04

---

**(54) METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM**

(57) Abstract:

Techniques for transmitting data from a transmitter unit to a receiver unit in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. In one method, at the receiver unit, a number of signals are received via a number of receive antennas, with the received signal from the transmitter unit. The received signals are processed to derive channel state information (CSI) indicative of characteristics of a number of transmission channels used for data transmission. The CSI is transmitted back to the transmitter unit. At the transmitter unit, the CSI from the receiver unit is received and data for transmission to the receiver units is processed based on the received CSI.

**(19)대한민국특허청(KR)**  
**(12) 공개특허공보(A)**

(51) 。 Int. Cl.<sup>7</sup>  
H04B 7/04

(11) 공개번호  
(43) 공개일자

특2003-0085040  
2003년11월01일

(21) 출원번호 10-2003-7012349  
(22) 출원일자 2003년09월22일  
    번역문 제출일자 2003년09월22일  
(86) 국제출원번호 PCT/US2002/08733  
(86) 국제출원출원일자 2002년03월22일

(87) 국제공개번호 WO 2002/78211  
(87) 국제공개일자 2002년10월03일

(30) 우선권주장 09/816,481 2001년03월23일 미국(US)

(71) 출원인 팔콤 인코포레이티드  
미국 캘리포니아 샌디에고 모어하우스 드라이브5775 (우 92121-1714)

(72) 발명자 령,원운  
미국92131캘리포니아샌디에고윌스크릭로드11382

왈튼,제이,알.  
미국01886매사추세츠웨스트포드레지우드드라이브7

호워드,스티븐,제이.  
미국01721매사추세츠애쉬 랜드헤리티지애브뉴75

월레이크,마크  
미국01730매사추세츠베드포드마텔레인4

켓츠,존,더블유.  
미국01451매사추세츠하바드캔들베리레인37

(74) 대리인 남상선

심사청구 : 없음

**(54) 무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보를 사용하기 위한방법 및 장치**

**요약**

본 발명은 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신시스템에서 송신기 유닛으로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 기술에 관한 것이다. 한 방법에 있어서, 수신기 유닛에서는 송신기 유닛으로부터 다수의 수신 안테나를 통해 다수의 신호가 수신된다. 수신된 신호는 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송채널의 특성을 나타내는 채널상태 정보(CSI)를 유도하도록 처리된다. CSI는 송신기 유닛으로 다시 전송된다. 송신기 유닛에서, 수신기 유닛으로부터의 CSI가 수신되며 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터는 수신된 CSI에 기초하여 처리된다.

**대표도**

도 5

## 명세서

## 기술분야

본원발명은 데이터 통신에 관한 것으로서, 특히 무선 통신 시스템에서 개선된 성능을 제공하기 위해 채널 상태 정보를 (전체 또는 부분적으로) 이용하는 신규하고 개선된 방법 및 장치에 관한 것이다.

## 배경기술

음성, 데이터 등과 같은 다양한 타입의 통신을 제공하기 위해 무선 통신 시스템들이 널리 사용되고 있다. 이러한 시스템들은 코드 분할 다중 접속(CDMA), 시 분할 다중 접속(TDMA), 직교 주파수 분할 변조(OFDM), 또는 다른 변조 기술들에 기반한다. OFDM 시스템들은 일부 채널 환경들에 있어서 고성능을 제공할 수 있다.

지상 통신 시스템에서(예를 들면, 셀룰러 시스템, 방송 시스템, 다중 채널 다중 포인트 분배 시스템(MMDS) 등), 송신기 유닛으로부터의 RF 변조 신호는 많은 통신 경로들을 통해 수신기 유닛에 도달한다. 일반적으로 통신 경로들의 특성들은 페이딩 및 다중 경로와 같은 많은 인자들로 인해 시간에 따라 변화된다.

이러한 유익하지 못한 경로 효과들에 대한 다이버시티를 제공하고 성능을 개선시키기 위해, 복수의 송신 및 수신 안테나들이 사용될 수 있다. 송신 및 수신 안테나들 사이의 전송 경로들이 선형적으로 독립적이면(즉, 하나의 경로상에서의 전송이 다른 경로들 상에서의 전송들의 선형 조합으로서 형성되지 않으면), 전송된 신호를 정확하게 수신할 확률이 안테나들의 수가 증가함에 따라 증가되며, 이러한 조건은 어느정도는 사실이다. 일반적으로 송신 및 수신 안테나들의 수가 증가하면 다이버시티가 증가하고 성능이 개선된다.

다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템은 데이터 전송을 위해 다수의( $N_T$ ) 송신 안테나들 및 다수의( $N_R$ ) 수신 안테나들을 사용한다. MIMO 채널은  $N_C$  개의 독립 채널들로 분해될 수 있으며, 여기서  $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$  이다.  $N_C$  개의 독립 채널들 각각은 MIMO 채널의 공간 부채널로 언급되고 차원(dimension)에 해당한다. MIMO 시스템은 다수의 송신 및 수신 안테나들에 의해 발생된 추가적인 차원들이 이용되는 경우 개선된 성능을 제공할 수 있다.

따라서, 개선된 시스템 성능을 제공하기 위해 MIMO 시스템에 의해 발생된 추가적인 차원들을 이용할 수 있도록 채널 상태 정보(CSI)를 이용하는 기술이 필요하다.

## 발명의 상세한 설명

본원발명의 양상은 송신 신호들을 복원하기 위해 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템에서 수신 신호들을 처리하고 MIMO 채널의 특성들을 추정하는 기술들을 제공한다. 다양한 수신기 처리 방식들이 데이터 전송을 위해 사용되는 전송 채널들을 특성을 표시하는 채널 상태 정보(CSI)를 유도하기 위해 사용된다. 그리고 나서 CSI는 송신기 시스템으로 전달되어 신호 처리(예를 들면, 코딩, 변조 등)를 조정하는데 사용된다. 이러한 방식으로, 고성능이 결정된 채널 조건들에 기반하여 달성된다.

본 발명의 특정 실시예는 MIMO 통신 시스템에서 송신기 유닛으로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 방법을 제공한다. 상기 방법에 따라, 수신기 유닛에서, 다수의 신호들이 다수의 안테나들을 통해 수신되고, 각각의 수신 안테나로부터 수신된 신호는 송신 유닛으로부터 전송된 하나 또는 그 이상의 신호들의 조합으로 구성된다. 수신된 신호들은 (예를 들어, 채널 상관 매트릭스 역변환(CDMI) 방식, 언바이어스 최소 평균 자승 에러(UMMSE) 방식, 또는 다른 수신기 처리 방식을 통해) 처리되어 데이터 전송을 위해 사용되는 다수의 전송 채널들의 특성들을 표시하는 CSI를 유도한다. CSI는 인코딩되어 송신기 유닛으로 전송된다. 송신기 유닛에서, 수신기 유닛으로부터의 CSI는 수신되고 수신기 유닛으로의 전송을 위한 데이터는 수신된 CSI에 기반하여 처리된다.

송신기 유닛에 보고된 CSI는 전체 CSI 또는 부분 CSI를 포함할 수 있다. 전체 CSI는 송신 및 수신 안테나들의 모든 쌍들 사이의 통신 경로의 충분한 전체-대역폭 특성(예를 들면, 가용 대역폭 상의 위상 및 진폭)을 포함한다. 부분 CSI는 예를 들면, 전송 채널의 신호대잡음비(SNR)을 포함한다. 송신기 유닛에서, 각 전송 채널에 대한 데이터는 전송 채널에 대한 SNR 평가치에 기반하여 코딩될 수 있고, 각 전송 채널에 대한 코딩된 데이터는 이러한 SNR 평가치에 기반하여 선택된 변조 방식에 따라 변조될 수 있다. 전체-CSI 처리에 있어서, 변조 심볼들은 또한 수신된 CSI에 따라 전송에 앞서 사전-처리된다.

본 발명의 추가적인 특징 및 양상은 하기 도면을 참고로 하여 선호되는 실시예들을 통해 상술될 것이다.



## 도면의 간단한 설명

도1은 본 발명의 다양한 실시예들 및 양상들을 구현할 수 있는 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템의 다이어그램이다.

도2A 및 2B는 부분-CSI 처리 및 전체-CSI 처리를 각각 수행할 수 있는 MIMO 송신기 시스템의 실시예에 대한 블록 다이어그램이다.

도3은 직교 주파수 분할 변조(OFDM)를 이용하는 MIMO 송신기 시스템의 실시예에 대한 블록 다이어그램이다.

도4는 상이한 송신 타입들에 대한 상이한 처리를 제공할 수 있고 또한 OFDM을 사용하는 MIMO 송신기 시스템의 일부를 보여주는 블록 다이어그램이다.

도5 및 6은 각각 채널 상관 매트릭스 역변환(CDMI) 기술 및 언바이어스 최소 평균 자승 에러(UMMSE) 방식에 기반하여 데이터 전송을 처리할 수 있고 다수(NR)의 수신 안테나들을 갖는 수신기 시스템의 2가지 실시예들에 대한 블록 다이어그램이다.

도7A는 3개의 수신기 처리 기술들 및 상이한 SNR 값들에 대한 MIMO 시스템의 평균 처리량을 보여주는 도이다.

도7B는 데이터 히스토그램에 기반하여 발생된 3개의 수신기 처리 기술들에 대한 누적 확률 분포 함수들(CDF)을 보여주는 도이다.

## 실시예

도1은 본 발명의 다양한 양상들 및 실시예들을 구현할 수 있는 다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신 시스템(100)의 다이어그램이다. 시스템(100)은 제2 시스템(150)과 통신하는 제1 시스템(110)을 포함한다. 시스템(100)은 스펙트럼 효율성을 증가시키고, 성능을 개선시키며, 유연성을 향상시키기 위해 안테나, 주파수, 및 시간 다이버시티(하기에서 상술됨)의 조합을 사용하여 동작될 수 있다. 일 양상에서, 시스템(150)은 통신 링크의 특성들을 결정하고 시스템(110)으로 채널 상태 정보(CSI)를 보고하도록 동작될 수 있고, 시스템(110)은 보고된 CSI에 기반하여 전송될 데이터의 처리(예를 들면, 인코딩 및 변조)를 조정하도록 동작될 수 있다.

시스템(110) 내에서, 데이터 소스(112)는 송신(TX) 데이터 처리기(114)로 데이터(즉, 정보 비트들)를 제공하고, 상기 데이터 프로세서(114)는 특정 인코딩 방식에 따라 데이터를 인코딩하고, 특정 인터리빙 방식에 따라 인코딩된 데이터를 인터리빙(즉, 재정렬)하며, 데이터 전송에 사용되는 하나 또는 그 이상의 전송 채널들에 대해 인터리빙된 비트들을 변조 심볼들에 매핑시킨다. 이러한 인코딩은 데이터 전송의 신뢰성을 증가시킨다. 상기 인터리빙은 코딩된 비트들에 대해 시간 다이버시티를 제공하고, 데이터 전송에 사용되는 전송 채널들에 대한 평균 신호대잡음비(SNR)에 기반하여 데이터가 전송될 수 있도록 하여주며, 페이딩을 완화시키고, 또한 각 변조 심볼을 형성하는데 사용되는 코딩 비트들 사이의 상관관계를 제거시킨다. 코딩된 비트들이 다수의 주파수 부채널들 상에서 전송되면, 이러한 인터리빙은 추가로 주파수 다이버시티를 제공한다. 본 발명의 일 양상에 따라, 인코딩, 인터리빙, 및 심볼 매핑(또는 이들의 조합)은 도1에 도시된 바와 같이 시스템(110)에 제공되는 전체 또는 부분 CSI에 기반하여 수행된다.

송신기 시스템(110)에서의 인코딩, 인터리빙, 및 심볼 매핑은 여러 방식들에 기반하여 수행될 수 있다. 하나의 특정 방식은 미국 특허 출원 번호 09/776,073, 제목 CODING SCHEME FOR A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM 에 제시되어 있고, 이는 본 발명의 양수인에게 양도되었으며, 본 명세서에서 참조된다.

MIMO 시스템(100)은 통신 링크의 송신 및 수신단들에서 다수의 안테나들을 사용한다. 이러한 송신 및 수신 안테나들은 송신 다이버시티 및 수신 다이버시티를 포함하여 공간 다이버시티의 다양한 형태들을 제공하기 위해 사용된다. 공간 다이버시티는 다수의 송신 안테나들 및 하나 또는 그 이상의 수신 안테나를 사용하는 것을 특징으로 한다. 송신 다이버시티는 다수의 송신 안테나들 상에서의 데이터 전송으로 특징지어진다. 일반적으로, 추가적인 처리가 요구되는 다이버시티를 달성하기 위해 송신 안테나들로부터 전송된 데이터상에서 이뤄진다. 예를 들어, 상이한 송신 안테나들로부터 전송된 데이터는 시간적으로 지연 또는 재정렬되고, 가용 송신 안테나들 상에서 코딩 및 인터리빙된다. 수신 다이버시티는 다수의 수신 안테나들 상에서 전송 신호들의 수신에 의해 특징지어지고, 다이버시티는 상이한 신호 경로들을 통해 간단히 신호들을 수신함으로써 달성된다.

시스템(100)은 다양한 통신 모드들에서 동작할 수 있고, 각 통신 모드는 안테나, 주파수, 또는 시간 다이버시티, 또는 이들의 조합을 이용한다. 이러한 통신 모드들은 예를 들어 다이버시티 통신 모드 및 MIMO 통신 모드를 포함할 수 있다. 다이버시티 통신 모드는 통신 링크의 신뢰성을 증가시키기 위해 다이버시티를 사용한다. 순수(pure) 다이버

시티 통신 모드로 지칭되는 다이버시티 통신 모드의 일반적인 응용예에서, 데이터는 모든 가용 송신 안테나들로부터 수신 시스템으로 전송된다. 순수 다이버시티 통신 모드는 데이터 레이트 요구조건들이 낮거나 또는 SNR 이 낮은 경우, 또는 이 두가지 모두가 사실이 경우에서 사용될 수 있다. MIMO 통신 모드는 통신 링크의 양 단(즉, 다수의 송신 안테나들 및 다수의 수신 안테나들)에서 안테나 다이버시티를 사용한다. MIMO 통신 모드는 안테나 다이버시티와 조합하여 추가적으로 주파수 및/또는 시간 다이버시티를 사용할 수 있다.

시스템(100)은 추가로 동작 주파수 밴드를 다수의(L개) 주파수 부채널들(즉, 주파수 빈들)로 효과적으로 분할하는 직교 주파수 분할 변조(OFDM)를 사용한다. 각 타임 슬롯에서(즉, 주파수 부채널의 대역폭에 의존하는 특정 시간 인터벌), 변조 심볼은 L개의 주파수 부채널들 각각에서 전송된다.

시스템(100)은 다수의 송신 채널들을 통해 데이터를 전송하도록 동작된다. 상술한 바와 같이, MIMO 채널은  $N_c$ 개의 독립 채널들로 분해되며, 여기서  $N_c \leq \min\{N_T, N_R\}$  이다.  $N_c$ 개의 독립 채널들 각각은 또한 MIMO 채널의 공간 부채널로서 언급된다. OFDM을 이용하지 않는 MIMO 시스템에 있어서, 단지 하나의 주파수 부채널만이 존재하고 각각의 공간 부채널은 전송 채널로 언급된다. OFDM을 사용하는 MIMO 시스템에 있어서, 각각의 주파수 부채널의 각 공간 부채널은 전송 채널로서 언급된다. MIMO 통신 모드에서 동작하지 않는 OFDM 시스템에 있어서, 단지 하나의 공간 부채널만이 존재하고 각각의 주파수 부채널은 전송 채널로서 언급된다.

MIMO 시스템은 다중 송신 및 수신 안테나들에 의해 발생된 추가적인 차원(dimensionality)들이 이용되는 경우, MIMO 시스템은 개선된 성능을 제공할 수 있다. 이는 송신기에서 CSI의 정보를 반드시 필요로하지는 않지만, 증가된 시스템 효율 및 성능은 송신기 안테나들로부터 수신기 안테나들로 전송 특성들을 표시하는 CSI가 제공되는 경우에 가능하다. CSI는 전체 CSI 또는 부분 CSI로서 카테고리화 된다.

전체 CSI는  $N_T \times N_R$  MIMO 매트릭스에서 각각의 송신기-수신기 안테나 쌍 사이의 전파 경로에 대해 전체 시스템 대역폭(즉, 각각의 주파수 부채널)에 걸친 충분한 특성(예를 들면, 진폭 및 위상)을 포함한다. 전체-CSI 처리는 (1) 채널 특성이 송신기 및 수신기 모두에서 이용가능하고, (2) 송신기가 MIMO 채널에 대한 아이겐모드들을 계산하고(하기에서 기술됨), 아이겐모드들에서 전송될 변조 심볼들을 결정하고, 변조 심볼들을 조절하고(필터링하고), 조절된 변조 심볼들을 전송하며, (3) 각 전송 채널에 필요한  $N_c$ 개의 공간 매칭 필터 계수들(즉, 각각의 아이겐모드)을 계산하기 위해 채널 특성에 기반하여 선형 전송 처리에 대한 상보적 처리(예를 들면, 공간 매칭 필터)를 수행하는 것을 의미한다. 전체-CSI 처리는 변조 심볼들을 유도하기 위해 채널의 고유값(하기에서 기술됨)에 기반하여 각 전송 채널에 대한 데이터 처리(예를 들면, 적절한 코딩 및 변조 방식의 선택)를 추가로 수반한다.

부분 CSI는 예를 들어, 전송 채널들의 신호대잡음비(SNR)를 포함한다(즉, OFDM이 없으면 MIMO 시스템의 각 공간 서브 채널에 대한 SNR, 또는 OFDM 이 있으면 MIMO 시스템의 각 공간 부채널에 대한 각각의 주파수 부채널의 SNR). 부분-CSI 처리는 채널의 SNR에 기반하여 각 전송 채널에 대한 데이터 처리(예를 들면, 적절한 코딩 및 변조 방식의 선택)를 의미한다.

도1을 참고하여, TX MIMO 프로세서(120)는 TX 데이터 프로세서(114)로부터 변조 심볼들을 수신하고 프로세스하여 상기 MIMO 채널 상에서 송신하기에 적절한 심볼들을 제공한다. 상기 TX MIMO 프로세서(120)에 의해 수행된 상기 프로세스는 전체 또는 부분적인 CSI 프로세싱이 사용되는지에 의존하며, 이하에서 보다 자세히 설명된다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, TX MIMO 프로세서(120)는 상기 변조 심볼을 디멀티플렉스하고 미리 조절한다. 그리고 부분적인 CSI 프로세싱에 대해서, TX MIMO 프로세서(120)는 상기 변조 심볼들을 단순히 디멀티플렉스한다. 상기 전체 및 부분적인 CSI MIMO 프로세싱은 이하에서 보다 구체적으로 설명된다. 전체 CSI 프로세싱을 사용하고 OFDM을 사용하지 않는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 안테나에 대해 사전 조절된 변조 심볼들의 스트림을 제공하는데, 시간 슬롯 당 하나의 사전 조절된 변조 심볼을 제공한다. 각 사전 조절된 변조 심볼들은 이하에서 보다 자세히 설명되는 것과 같이, 상기  $N_c$  공간 부채널에 대해 소정의 시간 슬롯에서 선형 조합의  $N_c$  변조 심볼들이다. 전체 CSI 프로세싱과 OFDM을 사용하는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 채널에 대해 사전 조절된 변조 심볼 벡터들의 스트림을 제공하는데, 각 벡터는 소정의 시간 슬롯 동안 L 주파수 부채널들에 대한 L개의 사전 조절된 변조 심볼을 포함하고 있다. 부분적인 CSI 프로세싱을 사용하고 OFDM을 사용하지 않는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 안테나에 대해 사전 조절된 변조 심볼들의 스트림을 제공하는데, 시간 슬롯 당 하나의 변조 심볼을 제공한다. 그리고, 부분적인 CSI 프로세싱과 OFDM을 사용하는 MIMO 시스템에서, TX MIMO 프로세서(120)는 각 송신 안테나에 대해 변조 심볼 벡터들의 스트림을 제공하는데, 각 벡터는 소정의 시간 슬롯동안 L 주파수 부채널들에 대한 L개의 사전 조절된 변조 심볼을 포함하고 있다. 상기 설명된 모든 경우에, 변조 심볼들 또는 변조 심볼 벡터들의 각 스트림은 개별적인 변조기(MOD, 122)에 의해 수신되어 변조되며, 관련된 안테나(124)를 통해 송신된다.

도1에 도시되어 있는 실시예에서, 수신기 시스템(150)은 상기 송신된 신호들을 수신하고 상기 수신된 신호를 각각의 복조기(DEMOD, 154)에 제공하는 수개의 수신 안테나들(152)을 포함한다. 각 복조기(154)는 상기 변조기(122)에서

수행된 프로세싱에 보완적인 프로세싱을 수행한다. 모든 복조기들(154)로부터의 상기 복조된 심볼들은 (RX, MINO) 프로세서(156)에 의해 수신되도록 제공되며, 이하에서 설명된 방식으로 프로세스된다. 상기 송신 채널들에 대해 상기 수신된 변조 심볼들은 RX 데이터 프로세서(158)에 제공되는데, 상기 프로세서는 TX 데이터 프로세서(114)에 의해 수행된 프로세싱에 보완적인 프로세싱을 수행한다. 특정 설계에서, RX 데이터 프로세서(158)는 상기 수신된 변조 심볼들을 지시하는 비트 값을 제공하고, 상기 비트 값들을 디인터리빙하며, 상기 디인터리브된 값들을 디코드하여 디코드된 비트들을 발생하는데, 이것은 데이터 싱크(160)로 제공된다. 상기 수신되어 디매핑되고, 디인터리빙되고 디코드된 심볼은 송신기 시스템(110)에서 수행된 매핑, 인터리빙 및 인코딩에 대응한다. 상기 수신기 시스템(150)에 의한 프로세싱은 이하에서 보다 구체적으로 설명된다.

MIMO 시스템의 공간 부채널(보다 일반적으로, OFDM을 가지고 있는 또는 가지고 있지 않은 MIMO 시스템의 송신 채널들)들은 전형적으로 서로 다른 링크 상태를 경험하게 되며(예를 들어 서로 다른 페이딩과 다중 경로 효과), 서로 다른 SNR을 달성할 수 있다. 결국, 상기 송신 채널의 용량은 특정 레벨의 성능에 대한 각 송신 채널 상에서 송신되는 정보 비트 속도(즉, 변조 심볼 당 정보 비트들의 수)에 의해 결정된다. 게다가, 상기 링크 상태들은 전형적으로 시간에 따라 변한다. 결국, 상기 송신 채널에 대해 상기 지원되는 정보 비트 속도는 시간에 따라 변한다. 상기 송신 채널들을 보다 효율적으로 사용하기 위해, 상기 링크 상태들의 CSI는 결정될 수 있으며(전형적으로 상기 수신기 유닛에서) 상기 송신기 유닛으로 제공하여, 상기 프로세싱은 적절하게 조절될 수 있다. 본 발명은 개선된 시스템 성능을 제공하기 위해 CSI를 결정하고 활용하는 기술을 제공한다.

#### 부분적인 CSI 프로세싱을 가지고 있는 MIMO 송신기 시스템

도2A는 도1의 시스템의 송신기 부분의 일 실시예인, MIMO 송신기 시스템(110a)의 실시예에 대한 계통도이다. OFDM을 사용하지 않는 송신기 시스템(110a)은 수신기 시스템(150)에 의해 보고되는 부분적인 CSI에 근거하여 그 것의 프로세싱을 조절할 수 있다. 시스템(110a)은 (1) 정보 비트들을 수신하고 프로세스하여 변조 심볼들을 제공하는 TX 데이터 프로세서(114a) (2) 상기  $N_T$  송신 안테나들에 대한 변조 심볼들을 디멀티플렉스하는 TX MIMO 프로세서(120a)를 포함한다.

TX 데이터 프로세서(114a)는 도1의 TX 데이터 프로세서(114)의 일 실시예이며, 다른 많은 설계들이 TX 데이터 프로세서(114)를 위해 사용될 수 있으며, 이것은 본 발명의 범위에 포함된다. 도2A의 특정 실시예에서, TX 데이터 프로세서(114a)는 인코더(202), 채널 인터리버(204), 천공기(206) 및 심볼 매핑 구성요소(208)를 포함한다. 인코더(202)는 특정 인코딩 구조에 상응하도록 상기 정보 비트들을 수신하고 인코드하여 코드된 비트들을 제공한다. 채널 인터리버(204)는 특정 인터리빙 구조에 근거하여 상기 코드된 비트들을 인터리브하여 다이버시티를 제공한다. 천공기(206)는 0개 이상의 상기 인터리브된 코드 비트들을 천공하여 바람직한 수의 코드된 비트들을 제공한다. 심볼 매핑 구성요소(208)는 상기 데이터를 송신하기 위해 사용되는 하나 이상의 송신 채널들을 위해 상기 천공되지 않은 코드된 비트를 변조 심볼들로 맵한다.

간소화를 위해 비록 도2A에는 도시되어 있지 않지만, 파일럿 데이터(예를 들어 공지된 형태의 데이터)는 인코드될 수 있으며, 상기 프로세스된 정보 비트들과 멀티플렉스된다. 상기 프로세스된 파일럿 데이터는 상기 정보 비트들을 송신하는데 사용되는 송신 채널들의 모든 또는 서브 세트에서 송신될 수 있다(즉, 시분할 멀티플렉스 방식으로). 상기 파일럿 데이터는 공지되어 있으며, 이하에서 보다 자세히 설명되는 것과 같이 채널 평가를 위해 상기 수신기에서 사용될 수 있다.

도2A에 도시되어 있는 것과 같이, 상기 인코딩 및 변조는 수신기 시스템(150)에 의해 보고된 상기 부분적인 CSI에 근거하여 조절될 수 있다. 일 실시예에서, 적응형 인코딩은 고정된 기본 코드(예를 들어, 1/3 터보 코드)를 사용하고 데이터를 송신하기 위해 사용되는 상기 송신 채널의 SNR에 의해 지원되는 것과 같이, 상기 원하는 코드 속도를 달성하기 위해 상기 천공을 조절함으로써 달성될 수 있다. 대안적으로, (블록 202로 점선으로 표시된 화살표에 의해 지시되는 것과 같이)서로 다른 코딩 구조들이 상기 보고된 부분적인 CSI에 근거하여 사용될 수 있다. 예를 들어, 상기 송신 채널들 각각은 독립적인 코드에 의해 코드될 수 있다. 상기 코딩 구조에 의해, 연속적인 널링/등화(nulling/equalization) 및 방해 제거 수신기 프로세싱 구조는 상기 데이터 스트림을 탐지하고 디코드하여 상기 송신 데이터 스트림의 보다 신뢰할 수 있는 평가를 유도하기 위해 사용될 수 있다. 상기 수신기 프로세싱 구조는 이탈리아, 피사, Proc. ISSSE V-BLAST: 리치-분산 무선 채널 상에서 초고속 데이터 속도를 달성하기 위한 구조(An Architecture for Achieving Very High Data Rates over the Rich-Scattering Wireless Channel) 제하의 P.W. Wolniansky에 의한 논문에서 설명되어 있으며, 이하 참고로 통합되어 있다.

각 송신 채널에 대해, 심볼 매핑 구성요소(208)는 논(non)-이진 심볼들을 형성하기 위해 그리고 상기 논-이진 심볼들을 상기 송신 채널을 위해 선택된 특정 변조 구조(예를 들어, QPSK, M-PSK, M-QAM)에 상응하는 신호 배열에 맵하기 위해 천공되지 않은 코드된 비트들의 세트들의 그룹으로 설계될 수 있다. 각 맵된 포인트는 변조 심볼들에 상응한다. 특정 레벨의 성능에 대한 각 변조 심볼들을 위해 전송될 수 있는 정보 비트들의 수는 상기 송신 채널의 SNR에 의존한다. 따라서, 각 송신 채널에 대한 상기 코딩 구조와 변조 구조는 상기 지원되는 부분적인 CSI에 근거하여 선택될 수 있다. 상기 채널 인터리빙은 (블록 204로 화살표에 의해 지시되는 것과 같이)상기 보고된 부분적인 CSI에 근

거하여 조절될 수 있다.

테이블1은 수 개의 SNR 범위들을 위해 사용될 수 있는 코딩 속도와 변조 구조의 여러 조합을 열거하고 있다. 각 송신 채널들에 대한 상기 지원되는 비트 속도는 여러 개의 가능 코딩 속도와 변조 구조 중 하나를 사용하여 달성될 수 있다. 예를 들어, 심볼 당 하나의 정보 비트는 (1) 1/2의 코딩 속도와 QPSK 변조 (2) 1/3 코딩 속도와 8-PSK 변조 (3) 1/4코딩 속도와 16-QAM 또는 다른 코딩 속도와 변조 구조의 조합을 사용하여 달성될 수 있다. 테이블1에서, QPSK, 16-QAM, 64-QAM은 상기 열거된 SNR 범위를 위해 사용된다. 8-PSK, 32-QAM, 128-QAM과 같은 다른 변조 구조들은 또한 본 발명의 범위에서 사용될 수 있다.

테이블1

SNR 범위	심볼 당 정보 비트의 수	변조 심볼	심볼 당 코드된 비트의 수	코딩 속도
1.5-4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4-6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4-8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35-10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4-12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3-14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15-15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55-17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
>17.35	5	64-QAM	6	5/6

TX 데이터 프로세서(114a)로부터의 변조 심볼들은 TX 데이터 프로세서(120a)로 제공되는데, 이것은 도1의 TX MIMO 프로세서(102)의 일 실시예이다. TX MIMO 프로세서(120a)에서, 디멀티플렉서(214)는 상기 수신된 변조 심볼들을 수 개의 변조 심볼의 스트림(NT)로 디멀티플렉스하는데, 하나의 스트림은 상기 변조 심볼들을 송신하는데 사용된다. 각 변조 심볼 스트림은 개별적인 변조기(122)에 제공된다. 각 변조기(122)는 상기 변조 심볼들을 아날로그 신호로 변환하며, 증폭하고 필터링하며 적교변조하고 상기 신호를 상향 변환하여 상기 무선 링크 상에서 송신하기에 적절하게 변조된 신호를 발생한다.

만약 상기 수 개의 공간 부채널이 가용 송신 안테나의 수보다 적으면(즉,  $N_c < N_T$ ), 여러 구조들이 상기 데이터 송신을 위해 사용될 수 있다. 일 구조에서,  $N_c$  변조 심볼 스트림은 발생되어 상기 가용 송신 안테나의 서브세트(즉  $N_c$ )으로 송신된다. 상기 남아있는 송신 안테나( $N_T - N_c$ )는 상기 데이터 송신을 위해 사용된다. 다른 구조에서, 상기 추가적인 송신 안테나( $N_T - N_c$ )에 의해 제공되는 추가적인 여유는 상기 데이터 송신의 신뢰도를 개선하기 위해 사용된다. 이러한 구조에서, 하나 이상의 데이터 스트림 각각은 인코딩되고, 인터리브되고, 다수의 송신 안테나 상에서 송신될 수 있다. 데이터 스트림에 대한 상기 다수의 안테나의 사용은 다이버시티를 증가시키며, 경로 효과의 삭제에 대해 신뢰도를 개선한다.

#### 전체 CSI 프로세싱을 가지고 있는 MIMO 송신기 시스템

도2B는 수신기 시스템(150)에 의해 보고된 전체 CSI에 근거하여 데이터를 프로세싱할 수 있는 MIMO 송신기 시스템(110b)의 실시예에 대한 계통도이다. 상기 정보 비트들은 TX 데이터 프로세서(114)에 의해 인코딩되고, 인터리브되고 심볼 맵되어 변조 심볼들을 발생한다. 상기 코딩 및 변조는 상기 수신기 시스템에 의해 보고된 상기 가용 전체 CSI에 근거하여 조절되며, MIMO 송신기 시스템(110a)에 대해 상기 설명된 것과 같이 수행될 수 있다.

TX MIMO 프로세서(120b) 안에서, 채널 MIMO 프로세서(212)는 상기 수신된 변조 심볼들을 다수의 변조 심볼 스트림들로 디멀티플렉스하는데, 각 공간 부채널에 대한 하나의 스트림(즉 고유모드(eigenmode))은 상기 변조 심볼들을 송신하는데 사용된다. 전체-CSI 프로세싱에서, 채널 MIMO 프로세서(212)는 상기  $N_c$  변조 심볼들을 각 시간 슬롯에 사전 조절하여, 다음과 같이  $N_T$  사전 조절된 변조 심볼들을 발생한다;

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \dots, & e_{1N_c} \\ e_{21}, & e_{22}, & \dots, & e_{2N_c} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T 1}, & e_{N_T 2}, & \dots, & e_{N_T N_c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_c} \end{bmatrix} \quad \text{식(1)}$$

여기서,  $b_1, b_2, \dots, b_{N_c}$  는 상기 공간 부채널들 1, 2, ...,  $N_{N_c}$  에 대한 변조 심볼들이며, 각각의  $N_c$  변조 심볼들은 예를 들어 M-PSK, M-QAM 또는 다른 변조 구조를 사용하여 발생된다.

$e_{ij}$  는 상기 송신 안테나로부터 상기 수신 안테나로의 상기 송신 특성에 관련 된 고유벡터 매트릭스 E의 구성요소이며,  $x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$  은 다음과 같이 표현될 수 있는 사전 조절된 변조 심볼들이다;

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{1N_c},$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{2N_c},$$

$$x_{N_T} = b_1 \cdot e_{N_T 1} + b_2 \cdot e_{N_T 2} + \dots + b_{N_c} \cdot e_{N_T N_c}.$$

상기 고유벡터 매트릭스(E)는 상기 송신기에 의해 계산될 수 있으며, 상기 수신기에 의해 상기 송신기로 제공된다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, 특정 송신 안테나에 대한 각 사전 조절된 변조 심볼들( $x_i$ )는  $N_c$  공간 부채널까지의 변조 심볼의 선형 조합을 나타낸다. 상기 변조 심볼( $x_i$ ) 각각을 위해 사용되는 상기 변조 구조는 상기 고유모드의 효과적인 SNR에 근거하며, 고유값( $\lambda_i$ )에 비례한다. 각각의 사전 조절된 변조 심볼을 발생하기 위해 사용되는 상기 변조 심볼들( $N_c$ ) 각각은 서로 다른 신호 배열에 관련되어 있다. 각 시간 슬롯 동안에, 채널 MIMO 프로세서(212)에 의해 발생된 상기 사전 조절된 변조 심볼( $N_T$ )은 디멀티플렉서(214)에 의해 멀티플렉스되고 변조기(122,  $N_T$ )로 제공된다.

상기 전체 CSI 프로세싱은 상기 가용 CSI와 선택된 송신 안테나에 근거하여 수행될 수 있다. 상기 전체 CSI 프로세싱은 또한 선택적으로 능동적으로 인에이블되거나 또는 디스에이블된다. 예를 들어, 상기 전체 CSI 프로세싱은 특정 데이터 송신에 대해서 인에이블되고 다른 데이터 송신에 대해서는 디스에이블된다. 상기 전체 CSI 프로세싱은 예를 들어, 상기 통신 링크가 적절한 SNR을 가질 때 일정 상태에서 인에이블될 수 있다.

#### OFDM을 가지고 있는 MIMO 송신기 시스템

도3은 OFDM을 활용하며, 전체 또는 부분적인 CSI에 근거하여 그것의 프로세싱을 조절할 수 있는 MIMO 송신기 시스템(110c)의 실시예에 대한 계통도이다. 상기 정보 비트들은 TX 데이터 프로세서(114)에 의해 인코딩되고, 인터리브되고, 천공되며 맵되어 변조 심볼들을 발생한다. 상기 코딩 및 변조는 상기 수신기 시스템에 의해 보고된 가용 전체 또는 부분적인 CSI에 근거하여 조절될 수 있다. OFDM을 가지고 있는 MIMO 시스템에 대해, 상기 변조 심볼들은 다수의 주파수 부채널들 상에서 다수의 송신 안테나로부터 송신될 수 있다. 순수하게 MIMO 통신 모드에서 작동할 때, 상기 각 주파수 부채널 상에서의 송신과 각 송신 안테나로부터의 송신은 복제된 데이터를 나타내는 것은 아니다.

MIMO 프로세서(120c)에서, 디멀티플렉서(DEMUX, 310)는 상기 변조 심볼들을 수신하고 다수의 부채널 심볼 스트림(S1에서 SL)로 디멀티플렉스하는데, 각 주파수 부채널들에 대한 하나의 부채널 심볼 스트림은 상기 심볼들을 송신하는데 사용된다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, 각 부채널 심볼 스트림은 개별적인 부채널 MIMO 프로세서(312)로 제공된다. 각 부채널 MIMO 프로세서(312)는 상기 수신된 부채널 심볼 스트림을 다수의 심볼 서브스트림들로 디멀티플렉스되며, 각 공간 부채널에 대한 하나의 심볼 서브스트림은 상기 변조 심볼들을 송신하는데 사용된다. OFDM 시스템에서 전체 CSI 프로세싱에 대해, 상기 고유모드들은 유도되어 각각의 주파수 부채널 상에 적용된다. 따라서, 각각의 부채널 MIMO 프로세서(312)는 식(1)에 상응하여  $N_c$  변조 심볼들까지 사전 조절하여 사전 조절된 변조 심볼들을 발생한다. 특정 주파수 부채널의 특정 송신 채널에 대한 각각의 사전 조절된 변조 심볼은  $N_c$  공간 부채널들까지의 변조 심볼들의 선형 조합을 나타낸다.

전체 CSI 프로세싱에 대해, 각 시간 슬롯 동안에 각각의 부채널 MIMO 프로세서(312)에 의해 발생된  $N_T$  사전 조절된 변조 심볼들은 각각의 디멀티플렉서(314)에 의해 디멀티플렉스되고, 316a에서 316t까지의  $N_T$  심볼 결합을 제공한다. 예컨대, 주파수 부채널(1)에 할당되는 부채널 MIMO 프로세서(312a)는 안테나(1 내지  $N_T$ )의 주파수 부채널(1)에 최대  $N_T$  개의 미리 조건설정된 변조 심볼을 제공할 수 있다. 마찬가지로, 주파수 부채널(L)에 할당되는 부채널

MIMO 프로세서(312)는 안테나(1 내지  $N_T$ )의 주파수 부채널(L)에 최대  $N_T$  개의 심볼을 제공할 수 있다.

그리고, 부분적인 CSI 처리를 위해서, 각각의 부채널 심볼 스트림(S)은 각각의 디멀티플렉서(314)에 의해서 디멀티플렉싱되고, (최대)  $N_T$  개의 심볼 결합기(316a 내지 316t)에 제공된다. 부채널 MIMO 프로세서(312)를 통한 상기 처리는 부분적인 CSI 처리를 위해서 회피된다.

각각의 결합기(316)는 최대 L개의 주파수 부채널에 대한 변조 심볼을 수신하고, 각각의 시간 슬롯에 대한 심볼을 변조 심볼 벡터(V)에 결합하며, 그 다음 처리 스테이지(즉, 변조기(122))에 그 변조 심볼 벡터를 제공한다.

따라서, MIMO 프로세서(120c)는 각각의 전송 안테나에 대해서 하나씩 총  $N_T$  개의 변조 심볼 벡터( $V_1$  내지  $V_T$ )를 제공하기 위해서 변조 심볼을 수신하여 처리한다. 각각의 변조 심볼 벡터(V)는 단일 시간 슬롯을 커버하고, 변조 심볼 벡터(V)의 각 엘리먼트는 변조 심볼을 전달하는 고유 서브캐리어를 구비한 특정 주파수 부채널과 연관된다. 만약 순수(pure) MIMO 통신 모드로 동작하지 않는다면, 변조 심볼 벡터 중 일부는 다른 전송 안테나에 대한 특정 주파수 부채널에 대해서 복제 또는 중복 정보를 가질 수 있다.

도 3은 OFDM을 위한 변조기(122)의 실시예를 또한 도시하고 있다. MIMO 프로세서(120c)로부터의 변조 심볼 벡터( $V_1$  내지  $V_T$ )가 변조기(122a 내지 122t)에 각각 제공된다. 도 3에 도시된 실시예에서, 각각의 변조기(122)는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)(320), 사이클 프리픽스 발생기(cycle prefix generator)(322), 및 업컨버터(324)를 포함한다.

IFFT(320)는 IFFT를 사용하여 각각의 수신된 변조 심볼 벡터를 시간-도메인 표현(OFDM 심볼로 지칭됨)으로 변환한다. IFFT(320)는 임의의 수의 주파수 부채널(예컨대, 8, 16, 32 등의 수)에 대해서 IFFT를 수행하도록 설계될 수 있다. 실시예에서는, OFDM 심볼로 변환된 각각의 변조 심볼 벡터에 대해서, 사이클 프리픽스 발생기(322)가 특정 전송 안테나에 대한 전송 심볼을 형성하기 위해 OFDM 심볼의 시간-도메인 표현 중 일부분을 반복한다. 사이클릭 프리픽스는 전송 심볼이 다중경로 지연 확산이 존재하는 경우에 적고 특성을 유지함으로써 해로운 경로 효과에 대해서 성능을 향상시키도록 보장한다. IFFT(320) 및 사이클 프리픽스 발생기(322)를 구현하는 것은 해당 기술분야에 알려져 있으므로 여기서는 상세히 설명되지 않는다.

다음으로, 각각의 사이클 프리픽스 발생기(322)(즉, 각각의 안테나에 대한 전송 심볼)로부터의 시간-도메인 표현은 변조된 신호를 생성하기 위해 상향변환기(324)에 의해 처리되고(예컨대, 아날로그 신호로 변환, 변조, 중복, 및 필터링), 이어서 각각의 안테나(124)로부터 전송된다.

OFDM 변조는 존 A.C. 빙햄(John A.C. Bingham)에 의해서 1990년 IEEE 통신 매거진의 Multicarrier Modulation for Data Transmission : An Idea Whose Time Has Come 이란 논문에서 더욱 상세히 설명되어 있으며, 이는 본 명세서에서 참조된다.

다수의 다른 유형의 전송(예컨대, 음성, 시그널링, 데이터, 파일럿 등)이 통신 시스템에 의해서 전송될 수 있다. 그러한 전송 각각은 다른 처리과정을 필요로 할 수 있다.

도 4는 다른 전송 유형을 위해 다른 처리과정을 제공할 수 있으면서 또한 OFDM을 사용하는 MIMO 전송기 시스템(110d)의 일부분에 대한 블록도이다. 시스템(110d)에 의해서 전송될 모든 정보 비트를 포함하고 있는 집합 입력 데이터가 디멀티플렉서(408)에 제공된다. 디멀티플렉서(408)는 입력 데이터를 다수(K)의 채널 데이터 스트림( $B_1$  내지  $B_K$ )으로 디멀티플렉싱한다. 각각의 채널 데이터 스트림은 예컨대 시그널링 채널, 방송 채널, 음성 통화, 또는 패킷 데이터 전송에 대응할 수 있다. 각각의 채널 데이터 스트림이 각각의 TX 데이터 프로세서(114)에 제공되고, 상기 TX 데이터 프로세서(114)는 그 채널 데이터 스트림을 위해 선택된 특정 인코딩 방식을 사용하여 상기 데이터를 인코딩하고, 특별한 인터리빙 방식에 근거해서 상기 인코딩된 데이터를 인터리빙하며, 그 채널 데이터 스트림을 전송하기 위해 사용되는 하나 이상의 전송 채널을 위한 변조 심볼에 상기 인터리빙된 비트를 매핑시킨다.

상기 인코딩은 매 전송마다 수행될 수 있다(즉, 도 4에 도시된 바와 같이 각각의 채널 데이터 스트림마다 수행될 수 있다). 그러나, 그 인코딩은 집합 입력 데이터(도 1에 도시된 바와 같이), 다수의 채널 데이터 스트림, 채널 데이터 스트림의 일부분, 주파수 부채널 및 공간 부채널 세트, 각각의 주파수 부채널, 각각의 변조 심볼, 또는 일부 다른 시간, 공간 및 주파수 단위로 또한 수행될 수 있다.

각 TX 데이터 프로세서(114)로부터의 변조 심볼 스트림은 하나 이상의 주파수 부채널 및 각 주파수 부채널의 하나 이상의 공간 부채널을 통해서 전송될 수 있다. TX MIMO 프로세서(120d)는 TX 데이터 프로세서(114)로부터 변조 심볼 스트림을 수신한다. 각각의 변조 심볼 스트림에 사용될 통신 모드에 따라서, TX MIMO 프로세서(120d)는 변조 심볼 스트림을 다수의 부채널 심볼 스트림으로 디멀티플렉싱한다. 도 4에 도시된 실시예에서, 변조 심볼 스트림( $S_1$ )은 하나의 주파수 부채널을 통해 전송되고, 변조 심볼 스트림( $S_K$ )은 L 개의 주파수 부채널을 통해 전송된다. 각각

의 주파수 부채널에 대한 변조 스트림은 각각의 부채널 MIMO 프로세서(412)에 의해서 처리되고, 디멀티플렉서(414)에 의해서 디멀티플렉싱되며, 각각의 전송 안테나에 대한 변조 심볼 벡터를 형성하기 위해서 결합기(416)에 의해 결합된다(예컨대, 도 3에 설명된 것과 유사한 방식으로 결합된다).

일반적으로, 전송기 시스템은 전송 채널의 전송 성능을 나타내는 정보를 근거해서 각각의 상기 전송 채널에 대한 데이터를 코딩하고 변조한다. 그러한 정보는 통상적으로 위에서 설명된 부분 CSI나 전체 CIS의 형태이다. 데이터 전송에 사용되는 전송 채널에 대한 전체/부분-CIS는 통상적으로 수신기 시스템에서 결정되어 전송기 시스템에 다시 보고되며, 상기 전송기 시스템은 적절히 코딩 및 변조를 조정하기 위해서 그 정보를 사용한다. 본 명세서에서 설명되는 기술은 MIMO, OFDM 또는 다중 병렬 전송 채널을 지원할 수 있는 어떤 다른 통신 방식(예컨대, CDMA 방식)에 의해서 지원되는 다중 병렬 전송 채널에 적용가능하다.

MIMO 처리과정은 2000년 3월 22에 출원되어 본 출원인의 양수인에게 양도되었으며 본 명세서에서 참조되고 있는 미국 특허 출원 제 09/532,492호 HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION 에 더 상세히 설명되어 있다. 다른 수신기 처리 기술도 또한 사용될 수 있으며 본 발명의 범위 내에 있다.

### MIMO 수신기 시스템

본 발명의 양상은 전송된 데이터를 복원하기 위해 MIMO 시스템에서 수신된 신호를 처리하고 MIMO 채널의 특성을 추정하는 기술을 제공한다. 추정된 채널 특성은 전송기 시스템에 다시 보고되고, 신호 처리(예컨대, 코딩, 변조 등)를 조정하기 위해 사용된다. 그러한 방식을 통해서, 결정된 채널 조건에 근거해서 고성능이 달성된다. 본 명세서에서 설명되는 수신기 처리 기술은 CCMI(channel correlation matrix inversion) 기술, UMMSE(unbiased minimum mean square error) 기술, 및 전체-CIS 기술을 포함하는데, 그러한 기술들 모두 역시 사용될 수 있으며 본 발명의 범위 내에 있다.

도 1은 여러개( $N_R$ )의 수신 안테나를 구비하면서 데이터 전송을 처리할 수 있는 수신기 시스템(150)을 나타낸다. 최대  $N_T$  개의 전송 안테나로부터 전송되는 신호는  $N_R$  개의 안테나(152a 내지 152r) 각각에 의해서 수신되고, 각각의 복조기(DEMOD)(154)(프런트-엔드 프로세서로도 지칭됨)에 보내진다. 예컨대, 수신 안테나(152a)는 다수의 전송 안테나로부터 다수의 전송되는 다수의 신호를 수신할 수 있고, 수신 안테나(152r)도 마찬가지로 여러 전송되는 신호를 수신할 수 있다. 각각의 복조기(154)는 수신된 신호를 조건설정(condition)하고(예컨대, 필터링 및 증폭), 그 조건 설정된 신호를 중간 주파수나 기저대역으로 하향변환하며, 그 하향변환된 신호를 디지털화한다. 각각의 복조기(154)는 수신된 변조 심볼을 생성하기 위해서 수신된 파일럿을 통해 상기 디지털화된 샘플을 또한 복조하고, RX MIMO 프로세서(156)에 제공한다.

만약 데이터 전송을 위해서 OFDM이 사용되면, 각각의 복조기(154)는 도 3에 도시된 변조기(122)에 의해서 수행되는 처리를 보완하는 처리를 또한 수행한다. 그 경우에, 각각의 복조기(154)는 상기 FFT 프로세서는 샘플의 변환된 표현을 생성하고, 변조 심볼 벡터 스트림을 제공하는 FFT 프로세서(미도시)를 포함하는데, 각각의 벡터는  $L$ 개의 주파수 부채널에 대한  $L$ 개의 변조 심볼을 포함한다. 모든 복조기의 FFT 프로세서로부터의 변조 심볼 벡터 스트림은 디멀티플렉서/결합기(도 5에 미도시)에 제공되는데, 상기 디멀티플렉서/결합기는 먼저 각각의 FFT 프로세서로부터의 변조 심볼 벡터 스트림을 다수(최대  $L$ 개)의 부채널 심볼 스트림으로 채널화 한다. (최대)  $L$ 개의 부채널 심볼 스트림 각각은 각각의 RX MIMO 프로세서(156)에 제공될 수 있다.

MIMO 시스템이 OFDM을 사용하지 않는 경우에는, 하나의 RX MIMO 프로세서(156)가 사용됨으로써  $N_R$  개의 수신 안테나로부터의 변조 심볼에 대해 MIMO 처리를 수행할 수 있다. MIMO 시스템이 OFDM을 사용한다면, 하나의 RX MIMO 프로세서(156)가 사용됨으로써 데이터 전송에 사용되는  $L$ 개의 주파수 부채널 각각에 대해  $N_R$  개의 수신 안테나로부터의 변조 심볼에 대해 MIMO 처리를 수행할 수 있다.

$N_T$  개의 전송 안테나와  $N_R$  개의 수신 안테나를 구비한 MIMO 시스템에서,  $N_R$  개의 수신 안테나의 출력단에서 수신되는 신호는 다음과 같이 표현될 수 있는데,

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2)$$

여기서,  $\mathbf{r}$ 은 수신된 심볼 벡터(즉, 수신 안테나에서 측정되는 바와 같은 MIMO 채널로부터 출력된  $N_R \times 1$  벡터)이고,  $\mathbf{H}$ 는 특정 시간에  $N_T$  개의 전송 안테나 및  $N_R$  개의 수신 안테나에 채널 응답을 제공하는  $N_R \times N_T$  채널 계수 매트릭스이고,  $\mathbf{x}$ 은 전송된 심볼 벡터(MIMO 채널로의  $N_T \times 1$  벡터 입력)이며,  $\mathbf{n}$ 은 잡음과 간섭의 합을 나타내는  $N_R \times 1$  벡터이다. 수신된 심볼 벡터( $\mathbf{r}$ )는 특정 시간에  $N_R$  개의 수신 안테나를 통해 수신되는  $N_R$  개의 신호로부터의  $N_R$  개의 변조 심볼을 포함한다. 마찬가지로, 전송된 심볼 벡터( $\mathbf{x}$ )는 특정 시간에  $N_T$  개의 전송 안테

나를 통해 전송되는  $N_T$  개의 신호의  $N_T$  개의 변조 심볼을 포함한다.

### CCMI 기술을 사용하는 MIMO 수신기

CCMI 기술에 있어서, 수신기 시스템은 수신된 심볼 벡터(  $\mathbf{r}$  )에 대해 채널 매칭 필터 동작을 먼저 수행하고, 필터링된 출력은 다음과 같이 표현될 수 있는데,

$$\mathbf{H}^H \mathbf{r} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{H}^H \mathbf{n} \quad \text{식 (3)}$$

여기서, 위첨자  $H$  는 전치 및 복소 공액을 나타낸다. 정방 매트릭스( $\mathbf{R}$ )는 채널 계수 매트릭스( $\mathbf{H}$ )와 공액-전치  $\mathbf{H}^H$ 의 곱을 나타내기 위해 사용될 수 있다(즉,  $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ ).

채널 계수 매트릭스( $\mathbf{H}$ )는 예컨대 데이터와 함께 전송되는 파일럿 심볼로부터 유도될 수 있다. 최적의 수신을 수행하고 전송 채널의 SNR을 추정하기 위해서, 일부 알려진 심볼을 전송 데이터 스트림에 삽입하고 그 알려진 심볼을 하나 이상의 전송 채널을 통해 전송하는 것이 종종 유리하다. 그러한 알려진 심볼은 또한 파일럿 심볼이나 파일럿 신호로도 지칭된다. 파일럿 신호나 데이터 전송에 근거해서 단일 전송 채널을 추정하기 위한 방법은 해당 기술분야에서 입수할 수 있는 여러 문서에서 찾아볼 수 있다. 그러한 채널 추정 방법 중 한 가지는 F.링(F. Ling)에 의해서 1999년 10월의 IEEE 통신 회보에 Optimal Reception, Performance Bound, and Cutoff-Rate Analysis of Reference-Assisted Coherent CDMA Communications with Applications 에 기재되어 있다. 그러한 채널 추정 방법이나 일부 다른 채널 추정 방법이 채널 계수 매트릭스( $\mathbf{H}$ )를 유도하기 위해서 매트릭스 형태로 확장될 수 있다.

전송 심볼 벡터(  $\mathbf{x}'$  )는 단일 벡터(  $\mathbf{H}^H \mathbf{r}$  )를  $\mathbf{R}$ 의 역수(inverse)(또는 의사-역수)와 곱함으로써 획득될 수 있는데, 이는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}' &= \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{n}' \end{aligned} \quad \text{식 (4)}$$

위의 수학적식으로부터, 전송 심볼 벡터(  $\mathbf{x}$  )가 수신 심볼 벡터(  $\mathbf{r}$  )를 매칭 필터링하고(즉, 매트릭스  $\mathbf{H}^H$  와 곱함으로써) 그 필터링된 결과를 역 정방 매트릭스( $\mathbf{R}^{-1}$ )와 곱함으로써 복원될 수 있다는 것을 알 수 있다.

전송 채널의 SNR은 다음과 같은 결정될 수 있다. 잡음 벡터(  $\mathbf{n}$  )의 자동상관 매트릭스(  $\Phi_{nn}$  )는 수신된 심볼로부터 제일먼저 계산된다. 일반적으로,  $\Phi_{nn}$  은 헤르미티안 매트릭스(Hermitian matrix)인데, 즉, 그것은 복소-공액-대칭이다. 만약 채널 잡음의 성분이 비상관적이고 또한 의존적이며 동일하게 분산된다면(iid), 잡음 벡터(  $\mathbf{n}$  )의 자동상관 매트릭스(  $\Phi_{nn}$  )는 다음과 같이 표현될 수 있는데,

$$\begin{aligned} \Phi_{nn} &= \sigma_n^2 \mathbf{I}, \text{ and} \\ \Phi_{nn}^{-1} &= \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I}, \end{aligned} \quad \text{식 (5)}$$

여기서,  $\mathbf{I}$ 는 항등 매트릭스(즉, 대각선을 따라 1 이고 그 밖에는 0)이고,  $\sigma_n^2$ 은 수신 신호의 잡음 편차이다. 사전-처리된 잡음 벡터(  $\mathbf{n}'$  )의 자동상관 매트릭스(  $\Phi_{n'n'}$  )(즉, 매칭 필터링 및 매트릭스  $\mathbf{R}^{-1}$  과의 사전-곱 이후)는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} \Phi_{n'n'} &= E[\mathbf{n}' \mathbf{n}'^H] \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{R}^{-1} \end{aligned} \quad \text{식 (6)}$$

수학적식 6에서, 사전-처리된 잡음(  $\mathbf{n}'$  )의  $i$ -번째 엘리먼트의 잡음 편차(  $\sigma_{n'}^2$  )는  $\sigma_n^2$  이고, 여기서,  $\mathbf{R}^{-1}$ 의  $i$ -번째 대각 엘리먼트이다. MIMO 시스템이 OFDM을 사용하지 않는 경우에,  $i$ -번째 엘리먼트는  $i$  번째 수신 안테나를 나타낸다. 그리고 OFDM이 사용되면, 서브스크립트  $i$ 는 서브스크립트  $jk$ 로 분할될 수 있으며, 상기  $j$ 는  $j$ 번째 주파수 부채널을 나타내고  $k$ 는  $k$ 번째 수신 안테나와 상응하는  $k$ 번째 공간의 부채널을 나타낸다.



CCMI 기술을 위해, 처리후 수신된 심볼 벡터(즉,  $\mathbf{x}$ 의  $i$ 번째 엘리먼트)의  $i$ 번째 엘리먼트의 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{|x'_i|^2}{\sigma_n^2} \quad \text{식(7)}$$

만약  $i$ 번째 송신된 심볼  $|x'_i|^2$ 의 편차가 평균적으로 1(1.0)이면, 수신 심볼 벡터의 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{1}{\sum_{ii} \sigma_n^2}$$

잡음 편차는  $1/\sqrt{f_{ii}}$ 에 의한 수신된 심볼 벡터의  $i$ 번째 엘리먼트를 스케일링하여 표준화될 수 있다.

$N_R$  수신 안테나로부터 스케일링된 신호는 서로 합산되어 조합된 신호를 형성할 수 있으며, 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$x'_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{x'_i}{f_{ii}} \quad \text{식(8)}$$

조합된 신호의 SNR인  $SNR_{total}$ 은  $N_R$  수신 안테나로부터의 신호의 SNR의 합과 동일한 최대 조합된 SNR을 포함할 것이다. 조합된 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} SNR_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{f_{ii}} \quad \text{식(9)}$$

도 5는 전송된 CCMI 처리를 실행할 수 있는 RX MIMO 프로세서(156a)의 실시예를 도시한다. RX MIMO 프로세서(156a)내에서,  $N_R$  수신 안테나로부터의 변조 신호는 멀티플렉서(512)에 의해 멀티플렉싱되어 수신된 변조 심볼 벡터  $\mathbf{r}$ 의 스트림을 형성한다. 채널 계수 매트릭스  $\mathbf{H}$ 는 당업자에게 공지된 바와 같이 종래의 파일럿 보조 단일 및 다중-캐리어 시스템과 유사한 파일럿 신호에 기초하여 추정될 수 있다. 매트릭스  $\mathbf{R}$ 은 그후에 전송된 바와 같이  $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 에 따라 계산된다. 수신된 변조 심볼 벡터  $\mathbf{r}$ 은 그후에 매치 필터(514)에 의해 필터링되며 식(3)에 전송된 바와 같이 공액-전치 채널 계수 매트릭스  $\mathbf{H}^H$ 에 각 벡터  $\mathbf{r}$ 을 미리 곱한다. 필터링된 벡터는 또한 곱셈기(516)에 의해 역제곱 매트릭스  $\mathbf{R}^{-1}$ 와 미리 곱해져서 식(4)에 전송된 바와 같이 송신된 변조 심볼 벡터  $\mathbf{x}$ 의 추정값  $\hat{\mathbf{x}}$ 를 형성한다.

특정 통신 모드를 위해, 채널 데이터 스트림의 송신을 위해 사용되는 모든 안테나로부터의 부채널 심볼 스트림은 시간, 공간, 및 주파수를 통해 여분의 정보를 조합하는 조합기(518)에 제공될 수 있다. 조합된 변조 심볼  $\hat{\mathbf{x}}$ 는 RX 데이터 프로세서(158)에 제공된다. 임의의 다른 통신 모드를 위해, 추정된 정보 심볼  $\hat{\mathbf{x}}$ 은 RX 데이터 프로세서(158)에 직접 제공될 수 있다(도 5에는 미도시).

따라서 RX MIMO 프로세서(156a)는 송신기 시스템에서 사용되는 송신 채널의 갯수에 상응하는 다수의 독립적인 심볼 스트림을 생성한다. 각각의 심볼 스트림은 송신기 시스템에서 전체/부분-CSI 처리 이전에 변조 심볼에 상응하는 전처리된 변조 심볼을 포함한다. (전처리된) 심볼 스트림은 RX 데이터 프로세서(158)에 제공된다.

RX 데이터 프로세서(158)내에서, 변조 심볼의 각각의 전처리된 심볼 스트림은 처리될 송신 채널을 위한 송신기 시스템에서 사용되는 변조 방식과 상호 보완되는 복조 방식(예, M-PSK, M-QAM)을 실행하는 각각의 복조 엘리먼트에 제공된다. MIMO 통신 모드를 위해, 모든 할당된 복조기로부터 복조된 데이터는 독립적으로 디코딩될 수 있거나 한개의 채널 데이터 스트림으로 멀티플렉싱될 수 있으며, 그후에 송신기 유니트에서 사용되는 코딩 및 변조 방법에 따라 디코딩될 수 있다. 각각의 채널 데이터 스트림은 그후에 채널 데이터 스트림에 대한 송신기 유니트에서 사용되는 것과 상호 보완되는 디코딩 방식을 실행하는 각각의 디코더에 제공될 수 있다. 각각의 디코더로부터 디코딩된 데이터는 채널 데이터 스트림에 대한 송신된 데이터의 추정값을 나타낸다.

추정된 변조 심볼  $\hat{\mathbf{x}}$  및/또는 조합된 변조 심볼  $\hat{\mathbf{x}}$ 은 CSI 프로세서(520)에 제공되어 송신 채널에 대한 전체 또는 부분적인 CSI를 결정하고 상기 전체/부분적인 CSI가 다시 보고되도록 송신기 시스템(110)에 제공한다. 예를 들어, CSI 프로세서(520)는 수신된 파일럿 신호에 기초하여  $i$ 번째 송신 채널의 잡음 공분산 매트릭스  $\mathbf{\Phi}_{nn}$ 를 추정하여 식(

7) 및 식(9)를 기초로 SNR을 계산할 수 있다. SNR은 당업자에게 공지된 바와 같이 종래의 파일럿 보조 단일 및 멀티-캐리어 시스템과 유사하게 추정될 수 있다. 송신 채널에 대한 SNR은 송신기 시스템에 다시 보고되는 부분적인 CSI를 포함한다. 변조 심볼은 채널 추정기(522) 및 채널 계수 매트릭스  $\mathbf{H}$ 를 각각 조정하는 매트릭스 프로세서(524)에 추가로 제공되어 제곱 매트릭스  $\mathbf{R}$ 을 유도한다. 제어기(530)는 RX MIMO 프로세서(156a) 및 RX 데이터 프로세서(158)에 접속하여 상기 유니트의 작동을 감독한다.

#### UMMSE 기술을 사용하는 MIMO 수신기

UMMSE 기술에 대하여, 수신기 시스템은 수신된 심볼 벡터  $\mathbf{r}$ 과 매트릭스  $\mathbf{M}$ 을 곱하여 송신된 심볼 벡터  $\mathbf{x}$ 의 초기 MMSE 추정값  $\hat{\mathbf{x}}$ 을 유도하며, 이는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{M}\mathbf{r} \quad \text{식(10)}$$

매트릭스  $\mathbf{M}$ 은 초기 MMSE 추정값  $\hat{\mathbf{x}}$ 과 송신된 심볼 벡터  $\mathbf{x}$ (즉,  $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ )사이의 에러 벡터  $\mathbf{e}$ 의 평균 제곱 에러값이 최소가 되도록 선택된다.

$\mathbf{M}$ 을 결정하기 위해, 비용 함수  $\varepsilon$ 는 먼저 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E\{\mathbf{e}^H \mathbf{e}\} \\ &= E\{[\mathbf{r}^H \mathbf{M}^H - \mathbf{x}^H][\mathbf{M}\mathbf{r} - \mathbf{x}]\} \\ &= E\{\mathbf{r}^H \mathbf{M}^H \mathbf{M} \mathbf{r} - 2\text{Re}[\mathbf{x}^H \mathbf{M} \mathbf{r}] + \mathbf{x}^H \mathbf{x}\} \end{aligned}$$

비용 함수  $\varepsilon$ 를 최소화 하기 위해, 비용 함수의 도함수는  $\mathbf{M}$ 과 연관하여 구할 수 있으며, 그 결과는 다음과 같이 0이 될 수 있다:

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{M}} \varepsilon = 2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H - 2\mathbf{H} = 0$$

등식  $E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{I}$ ,  $E\{\mathbf{r}\mathbf{r}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn}$ , 및  $E\{\mathbf{r}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{H}$ 를 사용하여, 다음 식이 계산된다:

$$2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H = 2\mathbf{H}$$

따라서, 매트릭스  $\mathbf{M}$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\mathbf{M} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \quad \text{식(11)}$$

식(10) 및 식(11)을 기초로하여, 송신된 심볼 벡터  $\mathbf{x}$ 의 초기 MMSE 추정값  $\hat{\mathbf{x}}$ 은 다음과 같이 결정될 수 있다:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \mathbf{M}\mathbf{r} \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{r} \quad \text{식(12)} \end{aligned}$$

UMMSE 기술을 위한 송신 채널의 SNR을 결정하기 위해, 신호 요소는 먼저 추가 잡음을 통해 평균된  $\mathbf{x}$ 의 평균값  $\hat{\mathbf{x}}$ 를 기초로하여 결정될 수 있으며, 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned} E[\hat{\mathbf{x}} | \mathbf{x}] &= E[\mathbf{M}\mathbf{r} | \mathbf{x}] \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} E[\mathbf{r}] \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H}\mathbf{x} \\ &= \mathbf{V}\mathbf{x} \end{aligned}$$

상기 매트릭스  $\mathbf{V}$ 는 다음과 같이 정의된다:

$$\begin{aligned}\mathbf{V} &= \{v_{ij}\} \\ &= \mathbf{M}\mathbf{H} \\ &= \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H}\end{aligned}$$

다음 항등식을 사용하여,

$$(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} = \phi_{nn}^{-1} - \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1},$$

매트릭스  $\mathbf{V}$  는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} + \mathbf{H}^H \phi_{nn}^{-1} \mathbf{H})^{-1}.$$

초기 MMSE 추정값  $\hat{\mathbf{x}}$  의 i번째 엘리먼트인  $\hat{x}_i$  은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\hat{x}_i = v_{i1}x_1 + \dots + v_{ii}x_i + \dots + v_{iN_R}x_{N_R}. \quad \text{식(13)}$$

만약  $\hat{\mathbf{x}}$  의 모든 엘리먼트가 비상관되고, 0의 평균값을 가지면,  $\hat{\mathbf{x}}$  의 i번째 엘리먼트의 예측값은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$E[\hat{x}_i | \mathbf{x}] = v_{ii}x_i. \quad \text{식(14)}$$

식(14)에 도시된 바와 같이,  $\hat{x}_i$  는  $x_i$  의 바이어싱된 추정값이다. 상기 바이어스는 UMMSE 기술에 따라 개선된 수신기 성능을 획득하기 위하여 소거될 수 있다.  $x_i$  의 바이어싱되지 않은 추정값은  $\hat{x}_i$  를  $v_{ii}$  로 나눔으로써 획득될 수 있다. 따라서,  $\mathbf{x}$  의 바이어싱되지 않은 chi소 제곱 평균 에러 추정값인  $\tilde{\mathbf{x}}$  은 다음과 같이 바이어싱된 추정값  $\hat{\mathbf{x}}$  에 대각 매트릭스  $\mathbf{D}_v^{-1}$  을 미리 곱하여 획득될 수 있으며:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{D}_v^{-1} \hat{\mathbf{x}}, \quad \text{식(15)}$$

상기  $\mathbf{D}_v^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_R N_R})$ .

간섭을 더한 잡음값을 결정하기 위해, 바이어싱되지 않은 추정값  $\tilde{\mathbf{x}}$  과 송신된 심볼 벡터  $\mathbf{x}$  사이의 에러  $\hat{\mathbf{e}}$  는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{e}} &= \mathbf{x} - \mathbf{D}_v^{-1} \hat{\mathbf{x}} \\ &= \mathbf{x} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{x}.\end{aligned}$$

에러 벡터  $\hat{\mathbf{e}}$  의 자기상관 매트릭스는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned}\phi_{ee} &\equiv \mathbf{U} \equiv \{u_{ij}\} = E[\hat{\mathbf{e}}\hat{\mathbf{e}}^H] \\ &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} (1 - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) - (1 - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_v^{-1}.\end{aligned}$$

에러 벡터  $\hat{\mathbf{e}}$  의 i번째 엘리먼트의 편차는  $u_{ii}$  와 동일하다. 에러 벡터  $\hat{\mathbf{e}}$  의 엘리먼트는 상관된다. 그러나, 충분한 인터리빙은 에러벡터  $\hat{\mathbf{e}}$  의 엘리먼트사이의 상관이 무시될 수 있고 편차가 시스템 성능에만 영향을 미치도록 사용될 수 있다.

만약 채널 잡음의 요소가 비상관되고 ---면, 채널 잡음의 상관 매트릭스는 식(5)에 도시된 바와 같이 표현될 수 있다. 상기 경우에, 에러 벡터  $\hat{\mathbf{e}}$ 의 자기상관 매트릭스는 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$\begin{aligned}\phi_{ee} &= \mathbf{I} - \mathbf{D}_x^{-1} [\mathbf{I} - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}] (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_x^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_x^{-1}) [\mathbf{I} - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1}] \mathbf{D}_x^{-1} \\ &= \mathbf{U} = \{u_{ij}\}.\end{aligned}\quad \text{식(16)}$$

그리고, 채널 잡음의 요소가 비상관되면,

$$\mathbf{U} = \mathbf{I} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_v^{-1}.\quad \text{식(17)}$$

i번째 송신된 심볼에 상응하는 복조기 출력의 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{E[|x_i|^2]}{u_{ii}}.\quad \text{식(18)}$$

만약 처리된 수신 심볼  $x_i$ 의 편차  $|x_i|^2$ 가 평균적으로 1(1.0)과 동일하다면, 수신 심볼 벡터의 SNR은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$SNR_i = \frac{1}{u_{ii}}.$$

도 6은 RX MIMO 프로세서(156b)의 실시예를 도시하며, 전술된 UMMSE 처리를 실행할 수 있다. CCMI 방법과 유사하게, 매트릭스  $\mathbf{H}$  및  $\phi_{nn}$ 은 먼저 수신된 파일럿 신호 및/또는 데이터 송신을 기초로하여 추정될 수 있다. 그후에 가중 계수 매트릭스  $\mathbf{M}$ 은 식(11)에 따라 계산된다. RX MIMO 프로세서(156b)내에서,  $N_R$  수신 안테나로부터의 변조 심볼은 곱셈기(612)에 의해 곱해져서 수신된 변조 심볼 벡터  $\mathbf{r}$ 의 스트림을 생성한다. 수신된 변조 심볼 벡터  $\mathbf{r}$ 은 그후에 곱셈기(614)에 의해 매트릭스  $\mathbf{M}$ 과 미리 곱해져서 식(10)에 전술된 바와 같이 송신된 심볼 벡터  $\mathbf{x}$ 의 추정값  $\hat{\mathbf{x}}$ 을 형성한다. 추정값  $\hat{\mathbf{x}}$ 은 추가로 곱셈기(616)에 의해 대각 매트릭스  $\mathbf{D}_v^{-1}$ 과 미리 곱해져서 식(15)에 전술된 바와 같이 송신된 심볼 벡터  $\mathbf{x}$ 의 바이어싱되지 않은 추정값  $\tilde{\mathbf{x}}$ 을 형성한다.

다시, 실행중인 특정 통신 모드에 따라, 채널 데이터 스트림의 송신을 위해 사용되는 부채널 심볼 스트림은 시간, 공간 및 주파수를 통해 여분의 정보를 조합하는 조합기(618)에 제공될 수 있다. 조합된 변조 심볼  $\tilde{\mathbf{x}}''$ 은 그후에 RX 데이터 프로세서(158)에 제공된다. 그리고, 임의의 다른 통신 모드에 대하여, 추정된 변조 심볼  $\tilde{\mathbf{x}}$ 은 RX 데이터 프로세서(158)에 직접 제공될 수 있다.

바이어싱되지 않은 변조 심볼  $\tilde{\mathbf{x}}$  및/또는 조합된 변조 심볼  $\tilde{\mathbf{x}}''$ 이 CSI 프로세서(620)에 제공되며, 이러한 프로세서는 전송 채널에 대한 전체 또는 부분 CSI를 결정하고 송신기 시스템(110)에 다시 보고될 전체/부분 CSI를 제공한다. 예를 들면, CSI 프로세서(620)는 식(16) 내지 (18)에 따라 i번째 전송 채널의 SNR을 결정한다. 전송 채널의 SNR은 송신기 시스템으로 다시 보고되는 부분-CSI를 포함한다. 식(11)에서 계산된 바와 같이 최적의  $\mathbf{M}$ 은 이미 에러 벡터의 표준을 최소화하여야 한다.  $\mathbf{D}_v$ 는 식(16)에 따라 계산된다.

#### 전체-CSI 기술을 사용하는 MIMO 수신기

전체-CSI 기술에 대해,  $N_R$  수신 안테나의 출력에서 수신된 신호는 상기 식(2)에 표현된 바와 같이 표현될 수 있고:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

자신의 공역전치와의 채널 매트릭스 곱에 의해 형성된 에르미트 매트릭스의 고유값 분해는 다음과 같이 표현된다:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{E} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}^H$$

여기서,  $\mathbf{E}$  는 고유값 매트릭스이고,  $\mathbf{A}$  는 고유값의 대각행렬이며, 이들 둘의 차원은  $N_T \times N_T$  이다. 송신기는 식 (1)에 표현된 바와 같이, 고유값 행렬  $\mathbf{E}$ 를 사용하여  $N_T$  변조 심볼의 세트  $\mathbf{b}$ 를 전제(precondition)로 한다. 따라서,  $N_T$  송신 안테나로부터 전송된 (전제된) 변조 심볼은 다음과 같이 표현된다:

$$\mathbf{x} = \mathbf{E}\mathbf{b}$$

$\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  가 에르미트 연산자이므로, 고유값 행렬은 유니타리(unitary) 행렬이다. 따라서, 만일  $\mathbf{b}$ 의 엘리먼트가 동일한 전력(power)을 가진다면,  $\mathbf{x}$ 의 엘리먼트는 동일한 전력을 가진다. 수신된 신호는 다음과 같이 표현된다:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{E}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad \text{식 (19)}$$

수신기는 채널-정합-필터 연산을 수행하고, 정확한 고유벡터에 의한 곱이 후행한다. 채널-정합-필터와 곱 연산의 결과가 벡터  $\mathbf{z}$ 이고 다음과 같이 표현된다:

$$\mathbf{z} = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} \mathbf{b} + \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{b} + \mathbf{n}' \quad \text{식 (20)}$$

여기서, 새로운 잡음 항은 다음과 같이 표현될 수 있다:

$$E(\hat{\mathbf{n}} \hat{\mathbf{n}}^H) = E(\mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} = \mathbf{\Lambda} \quad \text{식 (21)}$$

즉, 잡음 성분은 고유값에 의해 주어진 분산에 대해 독립적이다.  $\mathbf{z}$ 의  $i$ 번/째 성분의 SNR은  $\lambda_i$ 이고,  $\mathbf{\Lambda}$ 의  $i$ 번째 대각 엘리먼트이다.

전체-CSI 처리는 언급된 미국 특허출원번호 09/532,492에 상세히 개시되어 있다.

도 5에 도시된 수신된 엘리먼트는 전체-CSI 기술을 구현하는데 사용될 수 있다. 수신된 변조 심볼 벡터  $\mathbf{r}$ 은 정합 필터(514)에 의해 필터링되고, 이러한 필터는 식 (20)에 표현된 바와 같이 각각의 벡터  $\mathbf{r}$ 을 공액전치 채널 계수 행렬  $\mathbf{H}^H$ 와 미리 곱한다. 더욱이, 필터링된 벡터는 식 (20)에 표현된 바와 같이, 곱셈기(516)에 의해 정확한 고유벡터  $\mathbf{E}^H$ 와 미리 곱해져서 변조 심볼 벡터  $\mathbf{b}$ 의 추정치  $\mathbf{z}$ 를 생성한다. 전체-CSI 기술의 경우, 행렬 프로세서(524)는 정확한 고유벡터  $\mathbf{E}^H$ 를 제공하도록 구성된다. 후속 처리(예를 들면, 조합기(518)와 RX 데이터 프로세서(158))는 상술된 바와 같이 달성된다.

전체-CSI 기술에 대해, 송신기 유니트는 고유값에 의해 주어진 SNR에 기초하여 각각의 고유벡터에 대한 코딩 체계와 변조 체계(즉, 신호 배치(constellation))를 선택한다. 채널 조건이 CSI가 수신기에서 측정되어 보고되어 송신기에서 전송을 전제하는데 사용된 시간 사이의 간격내에서 감지할 수 있을 정도로 변화되지 않는다면, 통신 시스템의 성능은 공지된 SNR을 가진 독립적인 AWGN 세트의 성능과 동일하다.

#### 전체 또는 부분 CSI를 송신기 시스템으로 다시 보고하는 단계

여기서 설명된 부분-CSI(예를 들면, CCMI 또는 UMMSE) 또는 전체-CSI 기술을 사용하여, 각각의 전송 채널의 SNR이 수신된 신호에 대해 얻어진다. 다음으로 전송 채널에 대해 결정된 SNR은 역방향 채널을 통해 송신기 시스템으로 다시 보고된다. 전송 채널(즉, 각각의 부분 부채널에 대해 그리고 가능하게는 OFDM이 사용될 경우 각각의 주파수 채널에 대해) 전송된 변조 심볼의 SNR 값을 피드백함으로써, MIMO 채널의 이용성을 개선하기 위해 적응성 처리(예를 들면, 적응성 코딩 및 변조)의 구현이 필요하다. 부분-CSI 피드백 기술에 대해, 적응성 처리는 전체한 CSI 없이 달성된다. 전체-CSI 피드백 기술에 대해, 충분한 정보(반드시 필요하지는 않지만 명확한 고유값과 고유모드)이 각각의 사용된 주파수 부채널에 대한 고유값과 고유모드의 계산을 용이하게 하기 위해 송신기로 피드백된다.

CCMI 기술의 경우, 수신된 변조 심볼(예를 들면,  $i$ 번째 전송 채널에서 수신된 심볼에 대한  $SNR_i = \overline{|X'_i|^2} / \sigma_n^2$ , 또는  $SNR_i = 1/\sigma_n^2 \lambda_i$ )은 송신기에 피드백된다. UMMSE 기술의 경우, 수신된 변조 심볼의 SNR 값(예를 들면,  $i$ 번째 전송 채널상에서 수신된 심볼에 대한  $SNR_i = E[|x_i|^2] / u_{ii}$  또는  $SNR_i = 1/u_{ii}$ , 여기서  $u_{ii}$ 는 식 (16)과 (17)에 표현된 바와 같이 계산됨)은 송신기에 피드백된다. 전체-CSI 기술의 경우, 수신된 변조 심볼의 SNR 값(예를 들면,  $i$ 번째 전송 채널 상에서 수신된 심볼에 대한  $SNR_i = |z_i|^2 / \sigma_n^2$ , 또는  $SNR_i = \lambda_{ii} / \sigma_n^2$ , 여기서  $\lambda_{ii}$ 는 사각행렬  $\mathbf{R}$ 의 고유값

이다)은 송신기에 피드백된다. 전체-CSI 기술에 대해, 고유모드 E가 결정되고 송신기에 피드백된다. 부분 및 전체-CSI 기술에 대해, SNR은 데이터 처리를 조정하기 위해 송신기에서 사용된다. 전체-CSI 기술의 경우, 고유모드 E는 전송 이전에 변조 심볼을 전제하는데 사용된다.

송신기에 다시 보고될 CSI는 전체적으로, 차동적으로 또는 이들을 조합하여 송신된다. 일 실시예에서, 전체 또는 부분 CSI는 주기적으로 보고되고, 차동적 업데이트가 이전에 전송된 CSI에 기초하여 송신된다. 전체 CSI 기술에 대한 예로서, 업데이트는 보고된 고유모드에 대한 (여러 신호에 기초한) 수정이다. 고유값은 전 형적으로 고유모드와 같이 빠르게 변화하지 않고, 이에 따라 이들은 낮은 속도 업데이트된다. 다른 실시예에서, CSI는 변화가 있을 때(예를 들면, 변화가 특정 임계치를 초과할 때)에만 송신되고, 이는 피드백 채널의 유효 속도를 낮춘다. 부분적인 CSI의 예로서, SNR은 이들이 변화될 때만 송신된다(예를 들면, 차동적으로). (MIMO를 가지거나 또는 가지지 않은) OFDM 시스템의 경우, 주파수 도메인에서의 상관은 피드백될 CSI의 양에서의 감소를 허용하는데 사용된다. 부분적인 CSI를 사용하는 OFDM 시스템의 예로서, M 주파수 부채널에 대한 특정 공간 부채널에 해당하는 SNR이 동일한 경우, 이러한 조건이 참인 SNR 및 최소 그리고 최종 주파수 부채널이 보고된다. CSI에 대해 피드백될 데이터량을 감소시키는 다른 압축 및 피드백 채널 여러 복원 기술이 사용될 수 있고 이들은 본 발명의 범위내이다.

도 1을 다시 참조하면, RX MIMO 프로세서(156)에 의해 결정된 전체 또는 부분-CSI(예를 들면, 채널 SNR)은 TX 데이터 프로세서(162)에 제공되고, 이러한 프로세서는 CSI를 처리하여 하나 이상의 변조기(154)에 처리된 데이터를 제공한다. 변조기(154)는 처리된 데이터를 추가로 컨디셔닝하여 CSI를 수신 채널을 통해 송신기 시스템(110)에 다시 전송한다.

시스템(110)에서, 전송된 피드백 신호는 안테나(124)에 의해 수신되어, 복조기(122)에 의해 복조되고 RX 데이터 프로세서(132)에 제공된다. RX 데이터 프로세서(132)는 TX 데이터 프로세서(162)에 의해 수행된 것과 상보적인 처리를 수행하고 이후 TX 데이터 프로세서(114)와 TC MIMO 프로세서(120)에 제공되어 이들에 의해 처리를 조정하는데 사용되는 보고된 전체/부분-CSI를 복원한다.

송신기 시스템(110)은 수신기 시스템(150)으로부터 전체/부분-CSI(예를 들면, SNR 정보)에 기초하여 자신의 처리를 조정(즉, 적응)한다. 예를 들면, 각각의 전송 채널에 대한 코딩은 정보 비트율이 채널 SNR에 의해 지원된 전송 커패시티와 정합하도록 조정된다. 추가로, 전송 채널에 대한 변조 체계는 채널 SNR에 기초하여 선택된다. 다른 처리(예를 들면, 인터리빙) 또한 조정되며 이들은 본 발명의 범위내이다. 채널에 대해 결정된 SNR에 기초한 각각의 전송 채널에 대한 처리의 조정은 MIMO 시스템이 고성능(즉, 고출력 또는 특정 레벨의 성능에 대한 비트율)을 달성하도록 한다. 적응성 처리는 단일-캐리어 MIMO 시스템 또는 멀티-캐리어 기반 MIMO 시스템(예를 들면, OFDM을 사용하는 MIMO 시스템)에 적용된다.

송신기 시스템에서의 코딩에 대한 조정과 변조 체계에 대한 선택은 여러 기술에 기초하여 달성되고, 이러한 기술중 하나가 미국 특허출원번호 09/776,073에 개시된다.

부분(예를 들면, CCMi 및 UMMSE) 및 전체-CSI 기술은 MIMO 시스템이 다중 송신 및 수신 안테나의 사용에 의해 형성된 추가의 차원성을 사용하도록 하는 수신기 처리 기술이고, 이는 MIMO를 사용하는 주된 이점이다. CCMi 및 UMMSE 기술은 동일한 수의 변조 심볼이 전체 CSI를 사용하는 MIMO 시스템에 대한 것과 같이 각각의 타임 슬롯에 대해 전송되도록 한다. 하지만, 다른 수신기 처리 기술은 여기서 설명되고 본 발명의 범위내인 전체/부분-CSI 피드백 기술과 관련하여 사용된다. 유사하게, 도 5와 도 6은 MIMO 전송을 처리하고, 전송 채널의 특성(즉, SNR)을 결정하며 송신기 시스템으로 전체 또는 부분 CSI를 보고할 수 있는 수신기 시스템의 두 실시예를 나타낸다. 여기서 설명된 기술에 기초한 다른 설계 및 다른 수신기 처리 기술이 가능하며 본 발명의 범위내이다.

부분-CSI 기술(예를 들면, CCMi 및 UMMSE 기술)은 또한 전체 수신된 신호 SNR 또는 이러한 SNR에 기초하여 결정된 입수가능한 전체 출력이 피드백될 때 송신기에서 적응성 처리없이 직접 방식(straightforward manner)으로 사용될 수 있다. 일 구현으로, 변조 포맷은 수신된 SNR 추정치 또는 추정된 처리량에 기초하여 결정되며, 동일한 변조 포맷이 모든 전송 채널에 대해 사용된다. 이러한 방법은 전체 시스템 처리량을 감소시키지만 역방향 링크를 통해 다시 전송된 정보량을 상당히 감소시킨다.

시스템 성능에서의 개선은 본 발명의 전체/부분-CSI 피드백 기술의 사용으로 실현된다. 부분 CSI 피드백을 가진 시스템 처리량이 계산되어 전체 CSI 피드백을 가진 처리량과 비교된다. 시스템 처리량은 다음과 같이 정의된다:

$$C = \sum_{i=1}^{N_c} \log_2(1 + \gamma_i)$$

여기서  $\gamma_i$ 는 부분 CSI 기술에 대한 각각의 수신된 변조 심볼의 SNR 또는 전체 CSI 기술에 대한 각각의 전송 채널의 SNR이다. 여러 처리 기술에 대한 SNR은 다음과 같이 요약될 수 있다:

$$\gamma_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \left( \frac{1}{\gamma_{ii}} \right) \quad \text{CCMI 기술의 경우,}$$

$$\gamma_i = \frac{1}{u_{ii}} \quad \text{UMMSE 기술의 경우}$$

$$\gamma_i = \frac{\lambda_{ii}}{\sigma_n^2} \quad , \text{전체 CSI 기술의 경우.}$$

도 7A와 도 7B는 부분-C SI 및 전체-C SI 피드백 기술을 사용하는 4×4 MIMO 시스템의 성능을 도시한다. 컴퓨터 시뮬레이션으로부터의 결과가 얻어진다. 시뮬레이션에서, 각각의 채널 계수 행렬  $H$ 의 엘리먼트는 제로 평균 및 단위 분산을 가진 독립 가우스 확률변수로서 모델링된다. 각각의 계산에 대해, 다수의 임의행렬 구현이 생성되고 구현에 대해 계산된 처리량이 평균되어 평균 처리량을 산출한다.

도 7A는 여러 SNR 값에 대한 전체-C SI, 부분-C SI CCMI 및 부분-C SI UMMSE 기술을 위한 MIMO 시스템의 평균 처리량을 도시한다. 도 7A로부터 부분-C SI UMMSE 기술의 처리량이 높은 SNR 값에서 전체-C SI 처리량의 대략 75%이며 낮은 SNR 값에서 전체 CSI 처리량에 근접한다는 것을 알 수 있다. 부분-C SI CCMI 기술의 처리량은 높은 SNR 값에서 부분-C SI UMMSE 기술의 처리량의 대략 75%-90%이며, 낮은 SNR 값에서 대략 UMMSE 처리량의 30% 이하이다.

도 7B는 데이터의 히스토그램에 기초하여 생성된 3가지 기술에 대한 누적 확률 분포 함수(CDF)를 도시한다. 도 7B는 전송 채널당 16dB의 평균 SNR에서, 처리량이 CCMI 기술의 경우 2bps/Hz 이하일 때 대략 5%인 경우가 존재한다는 것을 도시한다. 한편, UMMSE 기술의 처리량은 동일한 SNR에서 모든 경우에 대해 7.5bps/Hz 이상이다. 따라서, UMMSE 기술은 CCMI 기술보다 낮은 출력 확률을 가지는 경향이 있다.

송신기 및 수신기 시스템의 엘리먼트는 하나 이상의 디지털 신호 처리기(DSP), 응용 주문형 집적회로(ASIC), 프로세서, 마이크로프로세서, 제어기, 마이크로컨트롤러, 현장 프로그램가능 게이트 어레이(FPGA), 프로그램가능 논리소자, 다른 전자 유닛 또는 이들의 조합으로 구현된다. 여기서 설명된 기능과 처리중 몇몇은 또한 프로세서상에서 실행되는 소프트웨어로 구현될 수 있다.

본 발명의 특징은 소프트웨어와 하드웨어의 조합으로 구현된다. 예를 들면, CCMI 및 UMMSE 기술에 대한 심볼 추정치와 채널 SNR의 편차에 대한 계산은 프로세서상에서 실행된 프로그램에 기초하여 수행된다(도 5와 도 6에서 각각 제어기(530 및 650)).

설명된 실시예에 대한 이전의 설명은 당업자에게 본 발명의 제조 또는 사용이 가능하도록 한다. 이들 실시예에 대한 여러 변경은 당업자에게 용이할 것이며, 여기서 설명된 일반적인 원리는 본 발명의 정신 또는 범위를 벗어남없이 다른 실시예에 적용될 수 있다. 따라서, 본 발명은 개시된 실시예에 한정하기 위한 것이 아니라 설명된 원리 및 새로운 특징에 부합하는 가장 광범위한 청구항에 따른다.

#### (57) 청구의 범위

##### 청구항 1.

다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신시스템에서 송신기로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 방법으로서,

수신기 유닛에서,

다수의 수신 안테나를 통해 다수의 신호를 수신하는 단계를 포함하는데, 상기 수신 안테나로부터 수신된 신호는 상기 송신기 유닛으로부터 전송된 하나 이상의 신호의 결합을 포함하며,

데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 나타내는 채널 상태정보(CSI)를 유도하기 위하여 상기 수신된 정보를 처리하는 단계, 및

상기 CSI를 다시 상기 송신기 유닛으로 전송하는 단계를 포함하며;

상기 송신기 유닛에서,

상기 수신기 유닛으로부터 상기 CSI를 수신하는 단계, 및

상기 수신된 CSI에 기초하여 상기 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터를 처리하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 2.

제 1항에 있어서, 상기 보고된 CIS는 상기 다수의 전송 채널의 각각에 대한 신호 대 잡음비 더하기 간섭(SNR) 추정치를 포함하는 방법.

#### 청구항 3.

제 2항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리 단계는 전송채널에 대한 SNR 추정치에 기초하여 각각의 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 4.

제 3항에 있어서, 상기 각각의 전송채널에 대한 데이터는 전송채널에 대한 SNR 추정치에 기초하여 개별적으로 코딩되는 방법.

#### 청구항 5.

제 3항에 있어서, 상기 코딩단계는 고정된 베이스 코드를 사용하여 상기 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계와;

상기 전송채널에 대한 SNR 추정치에 기초하여 코딩된 비트의 평치랑을 조절하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 6.

제 3항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 전송채널에 대한 상기 SNR 추정치에 기초하여 선택된 변조방식에 따라 각 전송채널에 대한 코딩된 데이터를 변조하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 7.

제 1항에 있어서, 상기 보고된 CIS는 다수의 전송채널에 대한 특성을 포함하는 방법.

#### 청구항 8.

제 1항에 있어서, 상기 보고된 CSI는 상기 다수의 전송채널에 대한 고유모드 및 고유값을 나타내는 방법.

#### 청구항 9.

제 8항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 고유값에 기초하여 상기 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 10.

제 9항에 있어서, 상기 각각의 전송채널에 대한 데이터는 개별적으로 코딩되는 방법.

#### 청구항 11.

제 9항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 변조 심볼을 제공하기 위하여 상기 고유값에 기초하여 선택된 변조방식에 따라 전송채널에 대한 코딩된 데이터를 변조하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 12.

제 11항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 상기 고유모드에 기초하여 전송전에 상기 변조심볼을 사전에 컨디셔닝하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 13.

제 1항에 있어서, 상기 CSI는 상기 수신기 유닛으로부터 모두 전송되는 방법.

#### 청구항 14.

제 13항에 있어서, 상기 CIS는 상기 수신기 유닛으로부터 주기적으로 모두 전송되며, 상기 CSI에 대한 업데이트는 전체 전송사이에 전송되는 방법.

#### 청구항 15.

제 1항에 있어서, 상기 CSI는 특정 임계치를 초과하는 채널 특성의 변화가 검출될때 전송되는 방법.



#### 청구항 16.

제 8항에 있어서, 상기 고유모드 및 상기 고유값을 나타내는 CSI는 다른 업데이트율로 전송되는 방법.

#### 청구항 17.

제 1항에 있어서, 상기 CSI는 코렐레이션 매트릭스 인버전(CCMI) 처리에 기초하여 상기 수신기 유닛에서 유도되는 방법.

#### 청구항 18.

제 17항에 있어서, 상기 수신기 유닛에서의 CCMI 처리는,

상기 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조 심볼을 유도하는 단계와;

제 1 매트릭스에 따라 상기 수신된 변조심볼을 필터링하여 필터링된 변조 심볼을 제공하는 단계와;

제 2 매트릭스와 상기 필터링된 변조심볼을 곱하여 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하는 단계와;

상기 데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 추정하는 단계를 포함하며;

상기 제 1매트릭스는 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송안테나 및 다수의 수신안테나사이의 채널 특성의 추정치를 나타내는 방법.

#### 청구항 19.

제 18항에 있어서, 특정 복조방식에 따라 상기 변조 심볼 추정치를 복조하여 상기 복조된 심볼을 제공하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 20.

제 19항에 있어서, 특정 디코딩 방식에 따라 상기 복조된 심볼을 디코딩하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 21.

제 18항에 있어서, 리던던트 전송을 위한 변조 심볼 추정치를 결합하여 결합된 변조심볼 추정치를 제공하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 22.

제 18항에 있어서, 상기 수신된 변조심볼에 기초하여 채널 계수 매트릭스를 유도하는 단계를 포함하며;

상기 제 1 매트릭스는 상기 채널 계수 매트릭스로부터 유도되는 방법.

#### 청구항 23.

제 22항에 있어서, 상기 채널 계수 매트릭스는 파일럿 데이터에 대응하는 수신된 변조심볼에 기초하여 유도되는 방법 .

#### 청구항 24.

제 18항에 있어서, 상기 제 2매트릭스는 상기 제 1매트릭스로부터 유도된 역자승 매트릭스인 방법.

#### 청구항 25.

제 1항에 있어서, 상기 CSI는 바이어스되지 않은 최소 평균자승 에러(UMMSE) 처리에 기초하여 상기 수신기 유닛에서 유도되는 방법.

#### 청구항 26.

제 25항에 있어서, 상기 UMMSE 처리는,

상기 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조심볼을 유도하는 단계와;

상기 제 1매트릭스  $M$ 과 상기 수신된 변조심볼을 곱하여 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하는 단계와;

상기 수신된 변조심볼에 기초하여 데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 추정하는 단계를 포함하며;

상기 제 1 매트릭스 **M**은 상기 변조 심볼 추정치 및 전송된 변조 심볼사이의 평균자승에러를 최소화하도록 선택되는 방법.

#### 청구항 27.

제 26항에 있어서, 제 2매트릭스와 상기 변조심볼 추정치를 곱하여 상기 전송된 변조심볼의 바이어스되지 않은 추정치를 제공하는 단계를 포함하며;

상기 전송채널의 특성은 상기 바이어스되지 않은 변조 심볼 추정치에 기초하여 추정되는 방법.

#### 청구항 28.

제 27항에 있어서, 상기 바이어스되지 않은 변조 심볼 추정치 및 상기 전송된 변조 심볼사이의 평균자승에러를 추정하고 최소화하기 위하여 상기 바이어스되지 않은 변조심볼에 기초하여 상기 제 1매트릭스 **M**을 유도하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 29.

제 1항에 있어서, 상기 **MIMO** 시스템은 직교 주파수 분할 변조(**OFDM**)를 실행하는 방법.

#### 청구항 30.

제 29항에 있어서, 상기 수신기 유닛 및 상기 송신기 유닛 각각에서의 처리단계는 다수의 주파수 부채널의 각각에 대하여 수행되는 방법.

#### 청구항 31.

다중-입력 다중-출력(**MIMO**) 통신시스템에서 송신기 유닛으로부터 수신기 유닛으로 데이터를 전송하기 위한 방법으로서,

수신기 유닛에서,

다수의 수신기 안테나를 통해 다수의 신호를 수신하는 단계를 포함하는데, 상기 각각의 수신 안테나로부터 수신된 신호는 상기 송신기 유닛으로부터 전송된 하나 이상의 신호의 결합을 포함하며,

상기 다수의 수신된 신호를 처리하여 상기 송신기 유닛으로부터 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하는 단계,

데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 신호 대 잡음 더하기 간섭(**SNR**)을 추정하는 단계,

상기 전송채널에 대한 **SNR** 추정치를 다시 송신기 유닛에 전송하는 단계, 및

송신기 유닛에서,

상기 수신된 **SNR** 추정치에 따라 상기 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터를 처리하는 단계를 포함하는 방법.

#### 청구항 32.

제 31항에 있어서, 상기 다수의 전송채널 각각에 대한 **SNR**이 추정되며, 상기 각각의 전송채널에 대한 상기 **SNR** 추정치는 상기 송신기 유닛으로 다시 전송되는 방법.

#### 청구항 33.

제 31항에 있어서, 상기 수신기 유닛에서,

데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널에 대한 특성을 유도하는 단계와;

상기 특성을 다시 상기 송신기 유닛으로 전송하는 단계를 더 포함하는 방법.

#### 청구항 34.

제 33항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서,

상기 다수의 전송채널에 대한 특성에 따라 상기 수신기 유닛에 전송하기 전에 변조심볼을 사전에 컨디셔닝하는 단계를 포함하는 더 포함하는 방법.

### 청구항 35.

제 31항에 있어서, 상기 수신된 변조심볼은 채널 코릴레이션 매트릭스 인버전(CDMI) 방식에 따라 처리되는 방법.

### 청구항 36.

제 31항에 있어서, 상기 수신된 변조심볼은 바이어스되지 않은 최소 평균자승(UMMSE) 방식에 따라 처리되는 방법.

### 청구항 37.

제 31항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 전송채널에 대한 상기 수신된 SNR에 따라 각각의 전송채널에 대한 데이터를 코딩하는 단계를 포함하는 방법.

### 청구항 38.

제 37항에 있어서, 상기 송신기 유닛에서의 처리단계는 전송채널에 대한 수신된 SNR 추정치에 기초하여 선택된 변조방식에 기초하여 각각의 전송채널에 대한 코딩된 데이터를 변조하는 방법.

### 청구항 39.

다중입력 다중출력(MIMO) 통신시스템으로서,

수신기 유닛은,

다수의 수신 안테나를 통해 다수의 신호를 수신하고 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조심볼을 제공하도록 구성된 다수의 프런트-엔드 프로세서,

상기 프런트-엔드 프로세서에 접속되며, 상기 수신된 변조심볼을 수신 및 처리하여 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송채널의 특성을 나타내는 채널상태 정보(CSI)를 유도하도록 구성된 적어도 하나의 수신 MIMO 프로세서, 및

상기 수신 MIMO 프로세서에 접속되며, 상기 송신기 유닛에 다시 전송하기 위한 상기 CSI를 처리하도록 구성된 전송 데이터 프로세서를 포함하며;

송신기 유닛은,

상기 수신기 유닛으로부터 하나 이상의 신호를 수신 및 처리하여 상기 전송된 CSI를 복원하도록 구성된 적어도 하나의 복조기, 및

상기 복원된 CSI에 기초하여 상기 수신기 유닛에 전송하기 위한 데이터를 처리하도록 구성된 전송 데이터 프로세서를 포함하는 다중입력 다중출력(MIMO) 통신시스템

### 청구항 40.

다중-입력 다중-출력(MIMO) 통신시스템에서 사용하는 수신기 유닛으로서,

다수의 수신 안테나를 통해 다수의 전송된 신호를 수신하고 상기 수신된 신호를 처리하여 수신된 변조심볼을 제공하도록 구성된 다수의 프런트-엔드 프로세서와;

상기 다수의 프런트-엔드 프로세서에 접속되며, 제 1 매트릭스에 따라 상기 수신된 변조심볼을 필터링하여 필터링된 변조심볼을 제공하도록 구성된 필터를 포함하는데, 상기 제 1 매트릭스는 데이터 전송을 위하여 사용되는 다수의 전송 안테나 및 다수의 수신 안테나사이의 채널특성의 추정치를 나타내며;

상기 필터에 접속되며, 제 2 매트릭스와 상기 필터링된 변조심볼을 곱하여 전송된 변조심볼의 추정치를 제공하도록 구성된 곱셈기와;

상기 곱셈기에 접속되며, 상기 데이터 전송을 위하여 사용된 다수의 전송채널의 특성을 추정하여 상기 추정된 채널 특성을 나타내는 채널상태 정보(CSI)를 제공하도록 구성된 채널 품질 추정기와;

상기 수신기 유닛으로부터 전송하기 위한 상기 CSI를 수신하여 처리하도록 구성된 전송 데이터 프로세서를 포함하는 수신기 유닛.

### 청구항 41.

제 40항에 있어서, 상기 변조 심볼 추정치에 기초하여 채널 계수 매트릭스를 유도하도록 구성된 제 2 추정기를 포함하며, 상기 제 1 매트릭스는 채널 계수 매트릭스에 기초하여 유도되는 수신기 유닛.

#### 청구항 42.

제 40항에 있어서, 상기 전송채널 특성의 상기 추정치는 신호대 잡음비 더하기 간섭(SNR) 추정치를 포함하는 수신기 유닛.

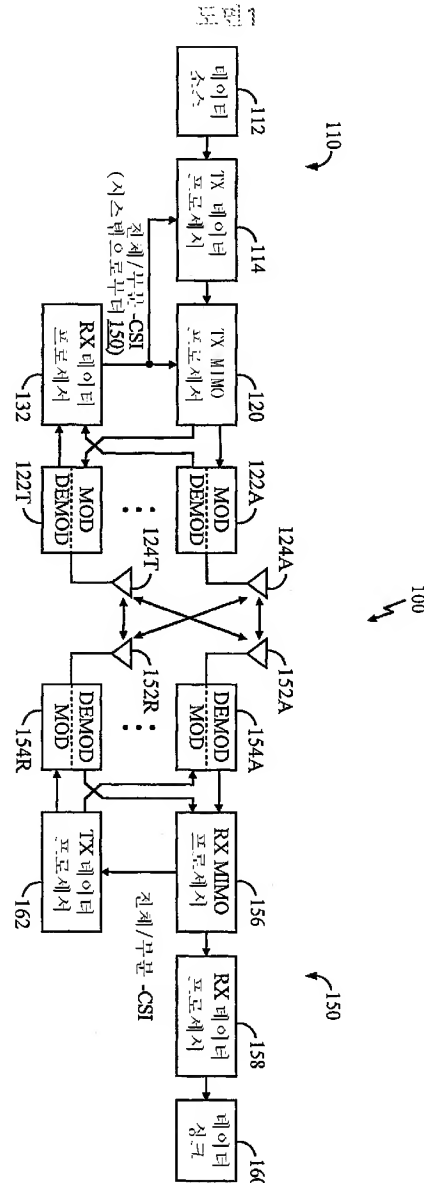
#### 청구항 43.

제 40항에 있어서, 하나 이상의 복조 엘리먼트를 포함하며, 상기 각각의 복조 엘리먼트는 특정 복조방식에 따라 변조 심볼 추정치의 각 스트림을 수신 및 복조하여 복조된 심볼의 스트림을 제공하도록 구성된 수신기 유닛.

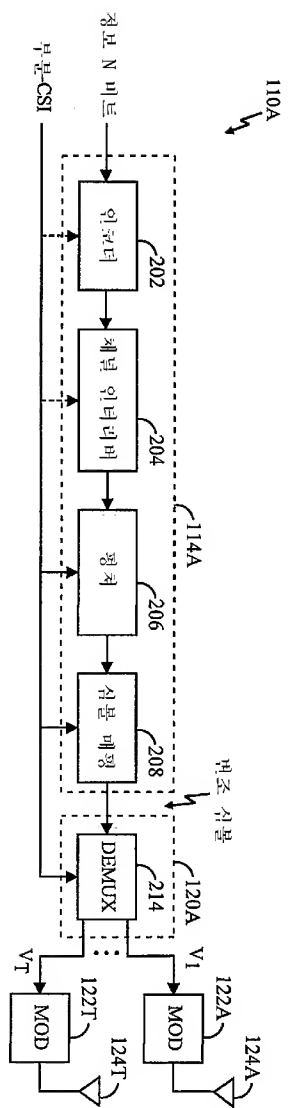
#### 청구항 44.

제 43항에 있어서, 하나 이상의 디코더를 포함하며, 상기 각각의 디코더는 특정 디코딩 방식에 따라 복조된 심볼의 스트림을 수신 및 디코딩하여 디코딩된 데이터를 제공하는 수신기 유닛.

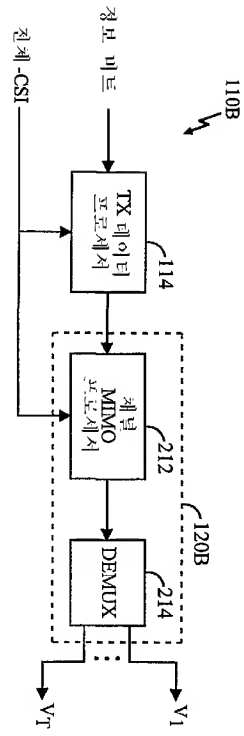
도면

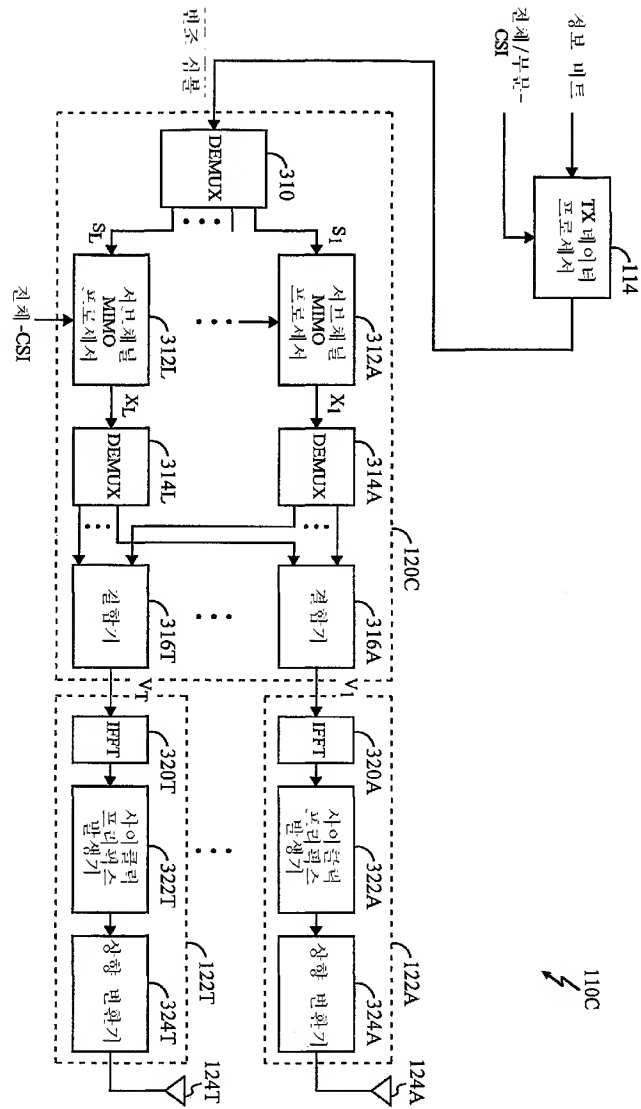


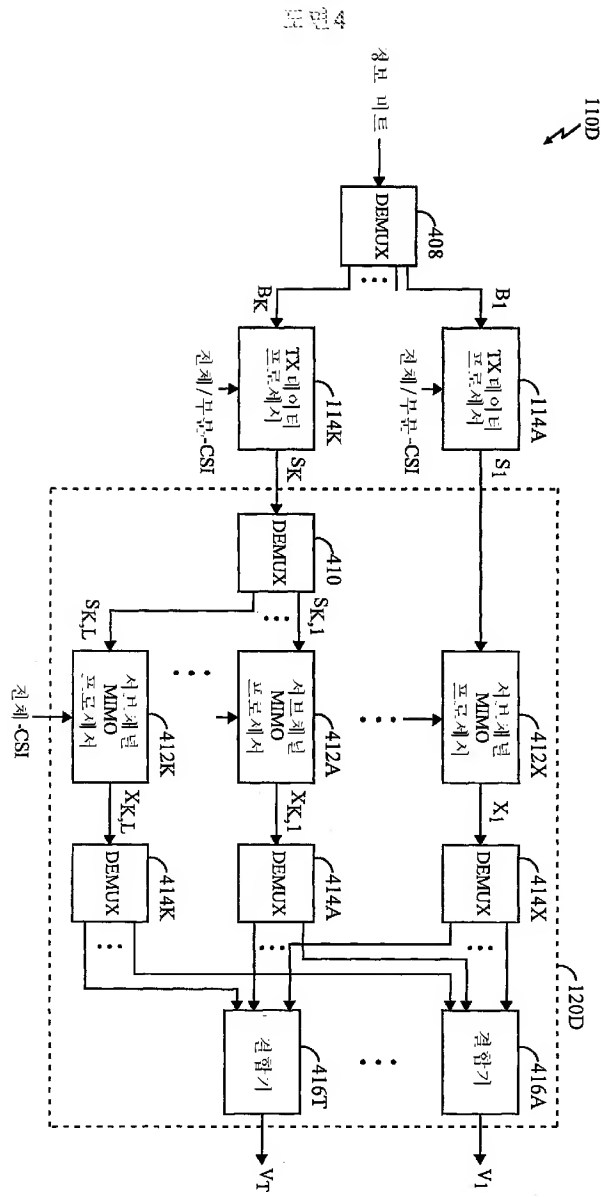
도면 2a



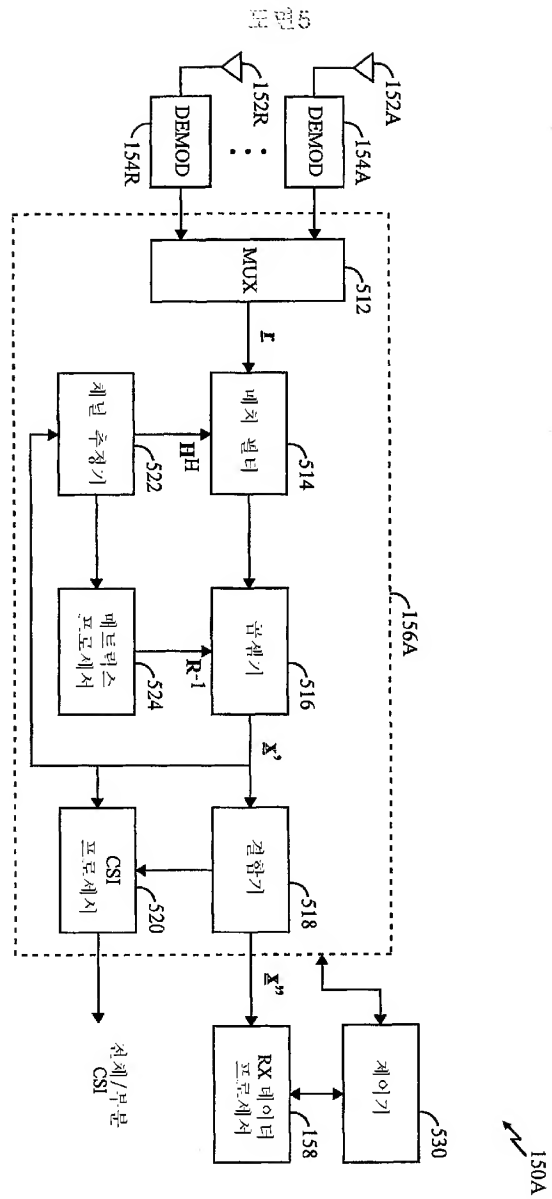
도면 26

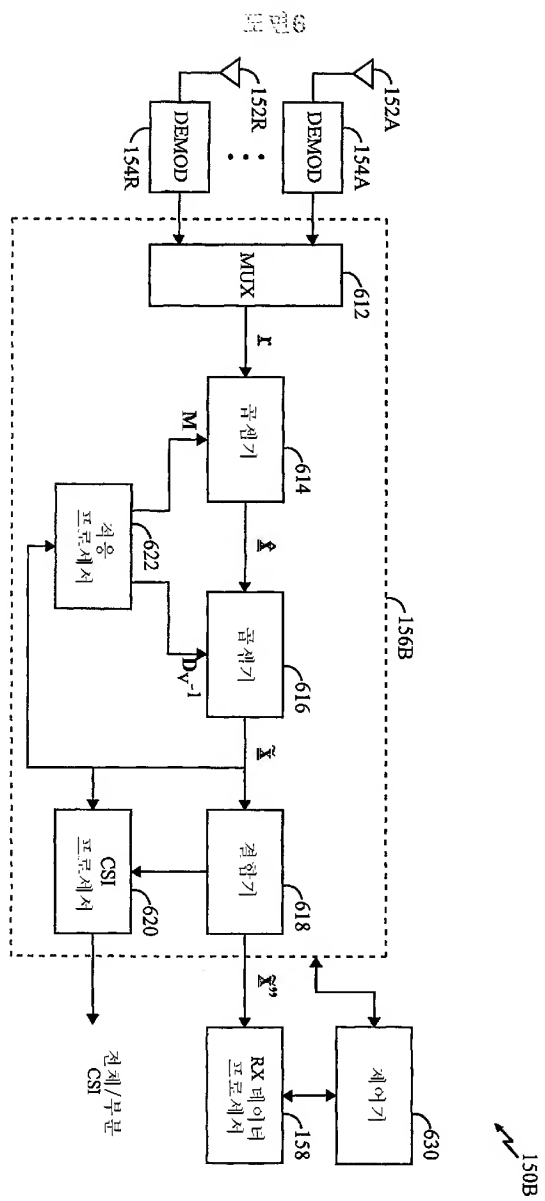


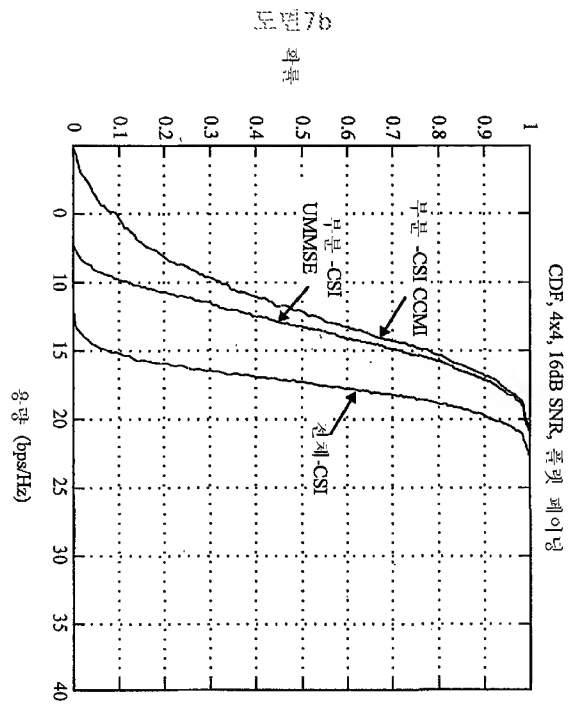
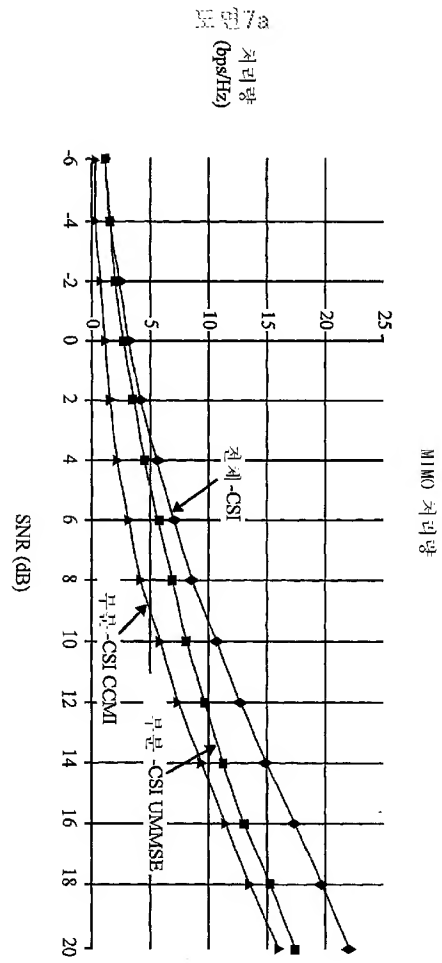












## Method and apparatus for utilizing channel state information in a wireless communication system

**Publication number:** TW230525 (B)  
**Publication date:** 2005-04-01  
**Inventor(s):** LING FUNYUN [US]; WALLACE MARK [US]; WALTON JAY R [US]; KETCHUM JOHN W [US]; HOWARD STEVEN J [US] +  
**Applicant(s):** QUALCOMM INC [US] +  
**Classification:**  
- **international:** H04B7/04; H04B7/06; H04B7/08; H04J99/00; H04L1/00; H04L27/26; H04B7/04; H04B7/08; H04J99/00; H04L1/00; H04L27/26; (IPC1-7): H04B7/02; H04L1/02  
- **European:** H04B7/04M1; H04B7/06C1F1C; H04B7/06C1F1Q; H04B7/08C4J2; H04B7/08S; H04L1/00A1M; H04L1/00A5; H04L1/00A9B; H04L25/02C1; H04L25/02C11A1; H04L25/02C11A5; H04L25/03B9  
**Application number:** TW20020105077 20020318  
**Priority number(s):** US20010816481 20010323

### Abstract of TW 230525 (B)

Techniques for transmitting data from a transmitter unit to a receiver unit in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. In one method, at the receiver unit, a number of signals are received via a number of receive antennas, with the received signal from each receive antenna comprising a combination of one or more signals transmitted from the transmitter unit. The received signals are processed to derive channel state information (CSI) indicative of characteristics of a number of transmission channels used for data transmission. The CSI is transmitted back to the transmitter unit. At the transmitter unit, the CSI from the receiver unit is received and data for transmission to the receiver unit is processed based on the received CSI.

公告本

I230525

申請日期	91 3 18
案 號	91105077
類 別	H04L1/02, H04B7/02

A4  
C4

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書		
一、發明 新 型 名 稱	中 文	用以於無線通信系統中使用頻道狀態資訊之方法及裝置
	英 文	"METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM"
二、發明人 創 作 人	姓 名	1. 林方永 FUYUN LING 2. 馬克 瓦勒斯 MARK WALLACE
	國 籍	均美國 U.S.A.
	住、居所	1. 美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號 5775 MOREHOUSE DRIVE SAN DIEGO, CALIFORNIA 92131, U.S.A. 2. 美國麻薩諸塞州貝佛市麥德巷4號 4 MADEL LANE, BEDFORD, MASSACHUSETTS 01730, U.S.A.
三、申請人	姓 名 (名 稱)	美商奎康公司 QUALCOMM INCORPORATED
	國 籍	美國 U.S.A.
	住、居所 (事務所)	美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號 5775 MOREHOUSE DRIVE, SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121-1714, U.S.A.
	代 表 人 姓 名	菲力普 R. 華德渥斯 PHILIP R. WADSWORTH

裝  
訂  
線

申請日期	
案 號	
類 別	

A4

C4

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書		
一、發明名稱	中 文	
	英 文	
二、發明人	姓 名	3.傑伊 R. 瓦頓 JAY R. WALTON 4.約翰 W. 凱奇 JOHN W. KETCHUM 5.史帝芬 J. 郝華德 STEVEN J. HOWARD
	國 籍	均美國 U.S.A.
住、居所	3.美國麻薩諸塞州西佛市里奇武德路7號 7 LEDGEWOOD DRIVE, WESTFORD, MASSACHUSETTS 01886, U.S.A.	
	4.美國麻薩諸塞州哈佛市甜莓巷37號 37 CANDLEBERRY LANE, HARVARD, MASSACHUSETTS 01451, U.S.A.	
三、申請人	5.美國麻薩諸塞州亞西蘭市賀奇路75號 75 HERITAGE AVENUE, ASHLAND, MASSACHUSETTS 01721, U.S.A.	
	姓 名 (名 稱)	
國 籍		
	住、居所 (事務所)	
代 表 人 姓 名		

I230525

(由本局填寫)

承辦人代碼：

A6

大類：

B6

I P C 分類：

本案已向：

國(地區) 申請專利，申請日期： 案號： ，☐有 ☐無主張優先權

美國 2001年03月23日 09/816,481 ☒有 ☐無主張優先權

有關微生物已寄存於： 寄存日期： ，寄存號碼：

## 五、發明說明 ( 1 )

## 發明背景

## 範疇

本發明概括地說明資料通信；更特定言之，本發明說明一種用以利用(完全或部分)頻道狀態資訊改良一個無線通信系統性能之新穎和改良式方法及裝置。

## 背景

廣泛地部署無線通信系統以提供各種不同的通信型式(像是聲音、資料...等等)。該等系統可以劃碼多向接近(CDMA)、劃時多向接近(TDMA)、直交分頻調變(OFDM)或其它的調變技藝為基礎。OFDM系統可使某些頻道環境具有高性能。

於一個陸地通信系統(例如一個蜂巢式系統、一個廣播系統、一個多頻道多點分配系統(MMDS)...等等)中，一個發送器單元中的一個射頻(RF)調變之信號可經由若干條傳輸路徑抵達一個接收器單元。該等傳輸路徑的特徵典型地基於若干因素(像是衰退和多路徑)而隨時間改變。

可利用多條傳輸和接收天線藉以"提供多樣性以防備不利的路徑效應"和"改良性能"。如該等傳輸和接收天線之間的傳輸路徑為線性獨立的(即未將一條路徑上的一個傳輸作成該等其它路徑上之傳輸的一個線性組合；一般來說，該等傳輸路徑就某個程度而言係線性獨立的)時，則正確接收一個傳輸之信號的可能性將隨著天線數的增加而提高。大體而言，將隨著傳輸和接收天線數的增加而增進多樣性及改良性能。



## 五、發明說明 ( 2 )

一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統使用多條( $N_T$ 條)傳輸天線和多條( $N_R$ 條)接收天線傳輸資料。可將一個MIMO頻道分解成 $N_C$ 個獨立的頻道，其中 $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。亦將該等每一個獨立的頻道意指為該MIMO頻道的一個空間副頻道，其相對應至一個維數。如利用該等多條傳輸和接收天線所產生的附加 dimensionality 時，則該MIMO系統可改良性能。

因此，該技藝需要"利用頻道狀態資訊(CSI)取得一個MIMO系統所產生之附加 dimensionality 的優勢、進而改良系統性能"之方法。

## 發明概要

本發明的觀點係提供技藝用以"處理一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中收到的信號、以回復傳輸之信號"和"評估一個MIMO頻道的特徵"。可利用種種接收器處理計畫導出頻道狀態資訊(CSI)，以表示該等用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵。接著，將該CSI回報給該發送器系統，及利用該CSI調整該信號處理(例如編碼、調變...等等)。以此方式，則可根據該等判定之頻道條件達成高性能。

本發明的一個特殊具體實施例提供一種用以於一個MIMO通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之方法。根據該方法，該接收器單元經由若干條接收天線接收若干個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合。處理該等收到的信號(例如經由一個頻道關連矩陣反

## 五、發明說明( 3 )

轉(CCMI)計畫、一個無偏差最小均方誤差(UMMSE)計畫、或其它的接收器處理計畫)以導出CSI，藉以表示若干用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵。編碼該CSI，及將該CSI傳回給該發送器單元。該發送器單元接收該接收器單元中的CSI，及根據該收到的CSI處理傳輸給該接收器單元的資料。

該呈報之CSI可包含完全CSI或部分CSI。完全CSI包含所有成對傳輸/接收天線之間該傳播路徑其充分的全頻寬特徵描述(例如該可用頻寬上的振幅和相位)。部分CSI可包含例如該等傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)。可於該發送器單元上根據該每一個傳輸頻道的SNR評估編碼該每一個傳輸頻道的資料，及可根據一個依照該SNR評估所選取的調變計畫調變該每一個傳輸頻道的編碼資料。就完全CSI處理而言，亦在根據該收到的CSI執行傳輸之前、先預處理該等調變符號。

本發明尚提供執行本發明其種種、具體實施例和特性之方法、系統及裝置，將於下更詳細地說明。

## 圖示簡單說明

從下面提出的詳述、連同該等圖示將顯見本發明的特性、性質及優點，其中於該等所有的圖示中，同樣的參考記號相對應地視為同等，及其中：

圖1，為一個能夠執行本發明種種觀點和具體實施例之多輸入多輸出(MIMO)通信系統的圖示；

圖2A和2B，為一個能夠分別執行部分CSI處理和完全

## 五、發明說明( 4 )

CSI處理之MIMO發送器系統其一個具體實施例的方塊圖；

圖3，為一個利用直交分頻調變(OFDM)之MIMO發送器系統其一個具體實施例的方塊圖；

圖4，為一個能夠就不同傳輸型式提供不同的處理、且同樣使用OFDM之MIMO發送器系統其一部分的方塊圖；

圖5和圖6，為一個具有多條( $N_R$ 條)接收天線、且能夠分別根據一種頻道關連矩陣反轉(CCMI)技藝和一種無偏差最小均方誤差(UMMSE)處理一個資料傳輸之接收器系統其兩個具體實施例的方塊圖；

圖7A，說明該MIMO系統就三種接收器處理技藝和不同的SNR值之平均生產率；及

圖7B，說明該等三種根據該資料平面圖而產生之接收器處理技藝的累加機率分配函數(CDF)。

## 發明詳細說明

圖1為一個能夠執行本發明種種觀點和具體實施例之多輸入多輸出(MIMO)通信系統100的圖示。系統100包含一與一第二個系統150通信之第一個系統110。可運作系統100以利用一個天線、頻率及暫時多樣性(於下說明)的組合增加光譜效能、改良性能及增強彈性。一方面，可運作系統150以根據該呈報之CSI調整欲傳輸之資料的處理(例如編碼和調變)。

於系統110內，一個資料來源112將資料(即資訊位元)提供給一個傳輸(TX)資料處理器114，其中TX資料處理器114根據一個特殊的編碼計畫編碼該資料、根據一個特殊的交

## 五、發明說明 ( 5 )

錯計畫插入(即重新安排)該編碼後資料、及將該等插入的位元映射到一個或多個用以傳輸該資料之傳輸頻道的調變符號中。該編碼增加了該資料傳輸的可靠度。該交錯提供時間多樣性給該等編碼位元、准許根據該等用於該資料傳輸之傳輸頻道的一個平均信號/雜訊比(SNR)傳輸該資料、對付衰退、及更進一步移除用以形成每一個調變符號之編碼位元間的關連。當藉由多個頻率副頻道傳輸該等編碼位元時，則該交錯尚可提供頻率多樣性。根據本發明的一個觀點，係根據系統110可利用的完全CSI或部分CSI執行編碼、交錯及符號映射(或前述三者的一個組合)，如圖1中所示。

可根據許多計畫於發送器系統110上執行編碼、交錯及符號映射。於2001年2月1日提出之美國專利申請案序號09/776,073、定名為"一個無線通信系統之編碼計畫"中說明一種特殊的計畫，其中指定給本申請案的受讓人，及以引用的方式併入本文中。

MIMO系統100同時在該通信鏈結的傳輸端和接收端使用多條天線。可利用該等傳輸和接收天線提供不同的空間多樣性形式，包含傳輸多樣性和接收多樣性。空間多樣性的特徵為使用多條傳輸天線和一條或多條接收天線。傳輸多樣性的特徵為藉由多條傳輸天線傳輸資料。典型地說，當自該等傳輸天線傳輸該資料時，則執行附加處理、以達成該希望的多樣性。例如，可及時延遲或重新安排該傳輸自不同傳輸天線的資料、可藉由該等可利用的傳輸天線編碼

## 五、發明說明( 6 )

和插入該傳輸自不同傳輸天線的資料...等等。接收多樣性的特徵為在多條接收天線上接收該等傳輸之信號，且僅藉著經由不同的信號路徑接收該等信號以達成接收多樣性。

可以若干種不同的通信狀態(模式)運作系統100，其中每一種通信狀態均使用天線、頻率或暫時多樣性、或前述三者的一個組合。該等通信狀態可包含例如一種"多樣性"通信狀態和一種"MIMO"通信狀態。該多樣性通信狀態使用多樣性改良該通信鏈結的可靠度。於該多樣性通信狀態的一個公用應用(亦意指為一種"純"多樣性通信狀態)中，係將資料從所有可利用的傳輸天線中將資料傳輸給一種領受的接收器系統。當該等資料傳送率需求低的時、或當該SNR低的時、或當該等兩者都低的時，則可利用該等純多樣性通信狀態。該MIMO通信狀態在該通信鏈結的兩端均使用天線多樣性(即多條傳輸天線和多條接收天線)，且通常利用該MIMO通信狀態改良可靠度該通信鏈結的容量。該MIMO通信狀態尚可使用頻率和/或暫時多樣性、連同該天線多樣性。

系統100尚可利用直交分頻調變(OFDM)，以有效地將該作業頻率波段分成若干個(L個)頻率副頻道(即頻率貯藏箱)。可於每一個時間磁格(即一段可依存該頻率副頻道頻寬的特殊時間區間)在該等每一個頻率副頻道上傳輸一個調變符號。

可運作系統100以經由若干個傳輸頻道傳輸資料。如上提及，可將一個MIMO頻道分解成 $N_c$ 個獨立的頻道，其中

## 五、發明說明( 7 )

$N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。亦將該等每一個獨立的頻道意指為該MIMO頻道的一個空間副頻道。就一個未利用OFDM的MIMO系統而言，僅可有一個頻率副頻道，且可將每一個空間副頻道意指為一個"傳輸頻道"。就一個利用OFDM的MIMO系統而言，可將每一個頻率副頻道的每一個空間副頻道意指為一個傳輸頻道。又就一個未以該MIMO通信狀態運作的OFDM系統而言，僅有一個空間副頻道，且可將每一個頻率副頻道意指為一個傳輸頻道。

如利用該等多條傳輸和接收天線所產生的附加dimensionality時，則一個MIMO系統可改良性能。雖然此未必要求需了解該發送器上的CSI時，但當該發送器具有CSI(描寫從該等傳輸天線到該等接收天線的傳輸特徵)時，則可能增加系統的效率和性能。可將CSI類分為"完全CSI"亦或"部分CSI"。

完全CSI包含包含該 $N_T \times N_R$  MIMO矩陣中每一對傳輸-接收天線之間該傳播路徑其整個系統頻寬上充分的特徵描述(例如該振幅和相位)。完全CSI處理意味著：(1)可在該發送器和該接收器上利用的頻道特徵描述；(2)該發送器計算該MIMO頻道的特徵模式(於下說明)、判定欲在該等特徵模式上傳輸的調變符號、線性地事先制約(過濾)該等調變符號、及傳輸該等事先制約的調變符號；及(3)該接收器根據該頻道特徵描述執行該線性傳輸處理的一個互補處理(例如空間匹配過濾)，以計算每一個傳輸頻道(即每一種特徵模式)所需的該等 $N_C$ 個空間匹配過濾係數。完全CSI處

## 五、發明說明 ( 8 )

理尚需根據該頻道的特徵值(於下說明)處理該每一個傳輸頻道的資料(例如選擇該等適當的編碼和調變計畫)，以導出該等調變符號。

部分CSI可包含例如該等傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)(即一個不具OFDM之MIMO系統其每一個空間副頻道的SNR；或一個具有OFDM之MIMO系統其每一個空間副頻道之每一個頻率副頻道的SNR)。部分CSI處理可意味著根據該頻道的SNR處理該每一個傳輸頻道的資料(例如選擇該等適當的編碼和調變計畫)。

參考圖1，一個TX MIMO處理器120接收和處理TX資料處理器114中的調變符號，以提供適合藉由該MIMO頻道傳輸的符號。TX MIMO處理器120所執行的處理係視使用完全CSI處理抑或部分CSI處理而定，將於下更詳細地說明。

就完全CSI處理而言，TX MIMO處理器120可將該等調變符號分工和事先制約。而就部分CSI處理而言，TX MIMO處理器120僅可將該等調變符號分工。將於下更詳細地說明該完全CSI MIMO處理和該部分CSI MIMO處理。就一個使用完全CSI處理、但未使用OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個事先制約調變符號流給每一條傳輸天線，其中"一個事先制約調變符號/時間磁格"。每一個事先制約的調變符號為該等 $N_c$ 個空間副頻道其於一個特定時間磁格上之 $N_c$ 個調變符號的一個線性(和加權)組合。就一個使用完全CSI處理和OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個事先制約調變符號向量流給

## 五、發明說明( 9 )

每一條傳輸天線，其中每一個向量包含一特定時間磁格上該等L個頻率副頻道其L個事先制約的調變符號。就一個使用部分CSI處理、但未使用OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個調變符號流給每一條傳輸天線，其中"一個調變符號/時間磁格"。而就一個使用部分CSI處理和OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個調變符號向量流給每一條傳輸天線，其中每一個向量包含一特定時間磁格上該等L個頻率副頻道的L個調變符號。就上述所有的事例而言，由一個個別的調變器(MOD) 122接收和調變每一個(無制約亦或事先制約的)調變符號流或每一個調變符號向量流，及經由一條相關的天線124傳輸該等每一個調變符號流或調變符號向量流。

於圖1中所示之具體實施例中，接收器系統150包含若干條接收天線152，其接收該等傳輸之信號和將該等收到的信號提供給個別的解調器(DEMOD) 154。每一個解調器154執行調變器122上所執行之處理的一個互補處理。將所有解調器154中該等解調變之符號提供給一個接收(RX) MIMO處理器156，及以一種下述之方式處理該等解調變之符號。繼之，將該等傳輸頻道中該等收到的調變符號提供給一個RX資料處理器158，其中RX資料處理器158執行TX資料處理器114其所執行之處理的一個互補處理。於一種特殊設計中，RX資料處理器158提供表示該等收到之調變符號的位元數值、deinterleave該等位元數值、及將該等deinterleave之數值解碼以產生解碼之位元、並接者將該等



## 五、發明說明 ( 10 )

解碼之位元提供給一個資料槽 160。將該收到的符號 demap、deinterleave 及解碼與在發送器系統 110 上將該符號映射、插入及編碼成係互補的。將於下更詳細地說明接收器系統 150 的處理。

一個 MIMO 系統的空間副頻道(或更概括言之，一個具有或不具 OFDM 之 MIMO 系統中的傳輸頻道)典型地經歷不同的鏈結條件(例如不同的衰退和多路徑效應)，且可達到不同的 SNR。因此，該等每一個傳輸頻道的容量可為各自不同的。可由資訊位元傳送率(即每一個調變符號的資訊位元數)量化該容量，其中可在一個特殊的性能等級下、以該資訊位元傳送率在每一個傳輸頻道上傳輸。此外，該等鏈結條件典型地隨時間而變。從而該等傳輸頻道其支援之資訊位元傳送率亦隨時間而變。為了更完全地利用該等傳輸頻道的容量，故可判定(典型地在該接收器單元上判定)描寫該等鏈結條件的 CSI 和可將該 CSI 提供給該發送器單元，以便可相應地調整(或調適)該處理。本發明的觀點提供技藝判定 CSI 和利用(完全或部分)該 CSI 改良系統性能。

藉由部分 CSI 處理之 MIMO 發送器系統

圖 2A 為一個 MIMO 發送器系統 110a 其一個具體實施例之方塊圖，其為圖 1 中系統 100 其發送器部分的一個具體實施例。發送器系統 110a(未利用 OFDM)能夠根據接收器系統 150 所呈報的部分 CSI 調整其處理。系統 110a 包含：(1)一個接收和處理資訊位元、以提供調變符號之 TX 資料處理器 114a；及(2)一個將該等  $N_T$  條傳輸天線的調變符號分工之

## 五、發明說明 ( 11 )

TX MIMO處理器 120a。

TX資料處理器 114a為圖 1 中TX資料處理器 114的一個具體實施例，其中亦可將其它許多落在本發明範疇內的設計用在TX資料處理器 114上。於圖 2A 中所示之特殊具體實施例中，TX資料處理器 114a包含一個編碼器 202、一個頻道交錯器 204、一個截孔器 206及一個符號映射元件 208。編碼器 202接收該等資訊位元，及根據一個特殊的編碼計畫編碼該等資訊位元、以提供編碼位元。頻道交錯器 204根據一個特殊的交錯計畫插入該等編碼位元，以提供多樣性。截孔器 206將該等零個或多個插入之編碼位元截孔，以提供該希望的編碼位元數。及符號映射元件 208將該等截孔之編碼位元映射到一個或多個用以傳輸該資料之傳輸頻道的調變符號中。

可藉由該等處理過的資訊位元編碼和多工化導引資料(已知形態的資料)，雖然為了簡化而未於圖 2A 中說明此。可於該等用以傳輸該等資訊位元的所有或部分傳輸頻道中傳輸(例如以一種劃時多工之方式傳輸)該等處理過的導引資料。如此項技藝中已知，該接收器可利用該導引資料執行頻道評估，將於下更詳細地說明。

如圖 2A 中所示，可根據接收器系統 150 所呈報的部分 CSI 調整該編碼和調變。於一個具體實施例中，藉由利用一個固定的基碼(例如一個速率 1/3 的 turbo 碼)和調整該截孔達成適合的編碼，以達成該希望的編碼速率，就如該用以傳輸資料之傳輸頻道其 SNR 所支援的編碼速率。或者，可根據

## 五、發明說明 ( 12 )

該呈報之部分CSI(如進入區塊202中的虛線箭頭所示)利用不同的編碼計畫。例如，可藉由一個獨立編碼將該等每一個傳輸頻道編碼。藉由該編碼計畫，則可利用一個連續的"無效化/同等化和干擾取消"接收器處理計畫偵測和解碼該等資料流，以對該等傳輸之資料流導出一個更可靠的評估。P. W. Wolniansky等人於一篇定名為"V-釋放：一種用以於豐富分散化無線頻道上達成超高資料傳送率之結構"(會刊ISSSE-98、義大利比薩城)的論說中說明一種上述之接收器處理計畫，其中以引用的方式併入本文中。

就每一個傳輸頻道而言，可將符號映射元件208設計成非截孔編碼位元的群組集，以形成非二進位符號，及將該等非二進位符號映射到一個相對應至一選取給該傳輸頻道之特殊調變計畫(例如QPSK、M-PSK(相位移調變)、M-QAM(正交振幅調變)、或其它的計畫)上之信號星座中的點中。每一個映射點相對應至一個調變符號上。可傳輸給一個特殊性能等級(例如百分之一的封包錯誤率)之每一個調變符號的資訊位元總數係視該傳輸頻道的SNR而定。如是，可根據該呈報之部分CSI選擇每一個傳輸頻道的編碼計畫和調變計畫。亦可根據該呈報之部分CSI調整該頻道交錯(如進入區塊204中的虛線箭頭所示)。

表1列示種種可用於若干SNR範圍上的編碼速率和調變計畫組合。可利用任一種可能的編碼速率和調變計畫組合達成該每一個傳輸頻道其支援的位元傳送率。例如，可利用下面達成"一個資訊位元/符號"：(1)一個1/2的編碼速率

## 五、發明說明 ( 13 )

與 QPSK 調變；(2)一個 1/3 的編碼速率與 8-PSK 調變；(3)一個 1/4 的編碼速率與 6-QAM，或其它的編碼速率和調變計畫組合。於表 1 中，利用 QPSK、16-QAM 及 64-QAM 係作為該等列示之 SNR 範圍。亦可利用其它落在本發明範疇內的調變計畫像是 8-PSK、32-QAM、128-QAM... 等等。

表 1

SNR 範圍	資訊位元數/符號	調變符號	編碼位元數/符號	編碼速率
1.5-4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4-6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4-8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35-10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4-12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3-14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15-15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55-17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
> 17.35	5	64-QAM	6	5/6

將 TX 資料處理器 114a 中的調變符號提供給一個 TX MIMO 處理器 120a，其中 TX MIMO 處理器 120a 為圖 1 中 TX MIMO 處理器 120 的一個具體實施例。於 TX MIMO 處理器 120a 內，一個分工器 214 將該等收到的調變符號分工成若干個 ( $N_T$  個) 調變符號流，其中利用每一條天線的一個流傳輸該等調變符號。將每一個調變符號流提供給一個個別的調變器 122。每一個調變器 122 將該等調變符號轉換成一個類比信號，且更進一步將該信號放大、過濾、正交調變及

## 五、發明說明 ( 14 )

向上轉換，以產生一個適合藉由該無線鏈結傳輸之調變信號。

如該空間副頻道總數小於該可利用的傳輸天線總數時(即  $N_C < N_T$ )，則可利用不同的計畫傳輸該資料。其中一種計畫係產生  $N_C$  個調變符號流，及於該等一部分可利用的傳輸天線(即  $N_C$  條傳輸天線)上傳輸該等產生之  $N_C$  個調變符號流。未利用該等剩餘的傳輸天線( $(N_T - N_C)$  條)傳輸該資料。另一種計畫係利用該等  $(N_T - N_C)$  條額外的傳輸天線其所提供的附加自由度改良該資料傳輸的可靠性。就該計畫而言，可將每一個資料流編碼、儘可能地插入及藉由多條傳輸天線傳輸。使用多條傳輸天線傳輸一個資料將增加多樣性和提高可靠性，以預防不利的路徑效應。

具完全CSI處理之MIMO發送器系統

圖2B為一個能夠根據接收器系統150所呈報之完全CSI處理資料之MIMO發送器系統110b(未利用OFDM)其一個具體實施例之方塊圖。一個TX資料處理器114將該等資訊位元編碼、插入及符號映射，以產生調變符號。可根據該接收器系統所呈報之該可利用的完全CSI調整該編碼和調變，及可如上就MIMO發送器系統110a所作的說明執行該編碼和調變。

於一個TX MIMO處理器120b內，一個頻道MIMO處理器212將該等收到的調變符號分工成若干個( $N_C$  個)調變符號流，其中利用每一個空間副頻道的一個流(即特徵模式)傳輸該等調變符號。就完全CSI處理而言，頻道MIMO處理器

## 五、發明說明 ( 15 )

212於每一個時間磁格事先制約該等 $N_C$ 個調變符號，以產生 $N_T$ 個制約之調變符號，如下：

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & \dots & e_{1N_C} \\ e_{21}, & e_{22}, & \dots & e_{2N_C} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{N_T1}, & e_{N_T2}, & \dots & e_{N_TN_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{N_C} \end{bmatrix} \quad \text{方程式(1)}$$

其中 $b_1$ 、 $b_2$ 、...及 $b_{N_C}$ 分別為該等空間副頻道1、2...、 $N_{N_C}$ 的調變符號及其中可利用例如M-PSK、M-QAM或其它的調變計畫產生該等 $N_C$ 個調變符號的每一個調變符號；

$e_{ij}$ 為一個與從該等傳輸天線到該等接收天線之傳輸特徵有關的特徵向量矩陣E的元件；及

$x_1$ 、 $x_2$ 、...、 $x_{N_T}$ 為該等事先制約之調變符號，可表示成：

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{1N_C}, \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{2N_C}, \quad \text{及} \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{N_TN_C}. \end{aligned}$$

可由該發送器計算該特徵向量矩陣E，或可由該接收器將該特徵向量矩陣E提供給該發送器。

就完全CSI處理而言，每一個給一條特殊傳輸天線的制約之調變符號 $x_i$ 代表多達 $N_C$ 個空間副頻道其(加權)調變符號的一個線性組合。該用於該每一個調變符號 $x_i$ 上的調變計畫係以該特徵模式的有效SNR為基礎，且係與一個特徵值 $\lambda_i$ 成比例(於下說明)。可使該等 $N_C$ 個調變符號其每一個用以產生每一個事先制約之調變符號的調變符號與一個不

## 五、發明說明 ( 16 )

同的信號星座相關聯。就每一個時間磁格而言，一個分工器214將頻道MIMO處理器212所產生的該等 $N_T$ 個事先制約之調變符號分工，並提供給 $N_T$ 個調變器122。

可根據該等可利用的CSI和該等選取之傳輸天線執行該完全CSI處理。亦可選擇性和動態地致能和抑制該完全CSI處理。例如，可於一個特殊的資料傳輸時致能該完全CSI處理，且可於其它的資料傳輸時抑制該完全CSI處理。可於某些條件下致能該完全CSI處理，例如當該通信鏈結具有足夠的SNR時。

具OFDM之MIMO發送器系統

圖3為一個利用OFDM和能夠根據完全或部分CSI調整其處理之MIMO發送器系統110c其一個具體實施例之方塊圖。一個TX資料處理器114將該等資訊位元編碼、插入、截孔及符號映射，以產生調變符號。可根據該接收器系統所呈報之該可利用的完全或部分CSI調整該編碼和調變。就一個具有OFDM之MIMO系統而言，可於多個頻率副頻道上和可自多條傳輸天線傳輸該等調變符號。當以一種純MIMO通信狀態運作時，則該在每一個頻率副頻道上和自每一條傳輸天線的傳輸代表非備份資料。

於一個MIMO處理器120c內，一個分工器(DEMUX) 310接收該等調變符號，及將該等調變符號分工成若干個副頻道符號流 $S_1 \sim S_L$ 。利用每一個頻率副頻道的一個副頻道符號流傳輸該等符號。

就完全CSI處理而言，繼之將每一個副頻道符號流提供

## 五、發明說明 ( 17 )

給一個個別的副頻道 MIMO 處理器 312。每一個副頻道 MIMO 處理器 312 將該等收到的副頻道符號流分工成若干個 (多達  $N_C$  個) 符號支流，其中利用每一個空間副頻道有一個符號支流傳輸該等調變符號。就一個 OFDM 系統中的完全 CSI 處理而言，根據 "每一個頻率副頻道" 導出和應用該等特徵模式。如是，每一個副頻道 MIMO 處理器 312 根據方程式 (1) 事先制約多達  $N_C$  個調變符號，以產生事先制約之調變符號。一個特殊頻率副頻道其一條特殊傳輸天線的每一個事先制約之調變符號代表多達  $N_C$  個空間副頻道其 (加權) 調變符號的一個線性組合。

就完全 CSI 處理而言，一個個別的分工器 314 將每一個副頻道 MIMO 處理器 312 其於每一個時間磁格所產生的 (多達)  $N_T$  個事先制約之調變符號分工，並提供給 (多達)  $N_T$  個符號組合器 316a~316t。例如，指定給頻率副頻道 1 的副頻道 MIMO 處理器 312a 可提供多達  $N_T$  個事先制約之調變符號給天線 1~ $N_T$  的頻率副頻道 1。同樣地，指定給頻率副頻道 L 的副頻道 MIMO 處理器 312l 可提供多達  $N_T$  個符號給天線 1~ $N_T$  的頻率副頻道 L。

又就部分 CSI 處理而言，一個個別的分工器 314 將每一個副頻道符號流 S 分工，並提供給 (多達)  $N_T$  個符號組合器 316a~316t。就部分 CSI 處理而言，越過副頻道 MIMO 處理器 312 的處理。

每一個組合器 316 接收該等多達 L 個頻率副頻道的調變符號，將該等每一個時間磁格的符號組合至一個調變符號向



## 五、發明說明 ( 18 )

量  $V$  中，及將該調變符號向量提供給該下一個處理階段(即調變器 122)。

如是，MIMO 處理器 120c 接收和處理該等調變符號，以提供  $N_T$  個調變符號向量  $V_1 \sim V_T$ ，其中每一條傳輸天線有一個調變符號向量。每一個調變符號向量  $V$  覆蓋一個單一的時間磁格，及使該調變符號向量  $V$  的每一個元件與一個具有一獨一無二、且於其上傳遞該調變符號之副載波之特殊頻率副頻道相關聯。如未以一種"純" MIMO 通信狀態運作時，則該等某些調變符號向量可於不同傳輸天線的特殊頻率副頻道上擁有備份或冗位資訊。

圖 3 亦就 OFDM 說明調變器 122 的一個具體實施例。將 MIMO 處理器 120c 中的調變符號向量  $V_1 \sim V_T$  分別提供給調變器 122a~122t。於圖 3 中所示之具體實施例中，每一個調變器 122 包含一個反轉快速傅利葉轉換(IFFT) 320、循環前置產生器 322 及一個向上轉換器 324。

IFFT 320 利用 IFFT 將每一個收到的調變符號向量轉換成其時間領域表示(意指為一個 OFDM 符號)。可將 IFFT 320 設計成對任意個頻率副頻道(例如 8、16、32 個... 等等)執行該 IFFT。於一個具體實施例中，就每一個轉換成一個 OFDM 符號之調變符號向量而言，循環前置產生器 322 重複該 OFDM 符號其時間領域表示的一部分，以形成一條特殊傳輸天線的一個傳輸符號。該循環前置確保該傳輸符號在多路徑延遲傳播面前保留其直交特性，藉以改良性能、以預防不利的路徑效應。於此不詳述此項技藝中已知之 IFFT

## 五、發明說明 ( 19 )

320和循環前置產生器322的執行。

接著，向上轉換324處理(例如轉換成一個類比信號、調變、放大及過濾)每一個循環前置產生器322中的時間領域表示(即該等每一條天線的傳輸符號)，以產生一個調變信號，並繼之經由個別的天線124傳輸該調變信號。

John A.C. Bingham於一篇定名為"資料傳輸之多載波調變：An Idea Whose Time Has Come"的論說(電子電機工程師協(IEEE)通信期刊，1990年5月)中更詳細地說明了OFDM調變，其中以引用的方式併入本文中。

一個通訊系統可傳輸若干不同的傳輸型式(例如聲音、打信號、資料、導引、...等等)。該等每一種傳輸可要求不同的處理。

圖4為一個能夠提供不同處理給不同傳輸型式、且亦使用OFDM之MIMO發送器系統110d其一部分之方塊圖。將該包含所有欲由系統110d傳輸之資訊位元的聚合輸入資料提供給一個分工器408。分工器408將該輸入資料分工成若干個(K個)頻道資料流 $B_1 \sim B_K$ 。每一個頻道資料流可相對應至例如一個打信號頻道、一個廣播頻道、一個語音呼叫、或一個封包資料傳輸上。將每一個頻道資料流提供給一個個別的TX資料處理器114，其中TX資料處理器114利用一個選取給頻道資料流的特殊編碼計畫編碼該資料、根據一個特殊的交錯計畫插入該等編碼後資料、及將該等插入的位元映射到一個或多個用以傳輸該頻道資料流之傳輸頻道的調變符號中。

## 五、發明說明 ( 20 )

可根據"每一個傳輸"(即"每一個頻道資料流",如圖4中所示)執行該編碼。然而,亦可編碼一組頻率副頻道、一組空間副頻道、一組頻率副頻道與空間副頻道、每一個頻率副頻道上的該聚合輸入資料(如圖1中所示)、若干頻道資料流、一個頻道資料流的一部分,及亦可編碼每一個調變符號、或其它的時間、空間和頻率單位。

可於一個或多個頻率副頻道上和經由每一個頻率副頻道的一個或多個空間副頻道傳輸每一個TX資料處理器114中的調變符號流。一個TX MIMO處理器120d自TX資料處理器114中接收該等調變符號流。TX MIMO處理器120d可依照該每一個調變符號流欲使用的通信狀態將該調變符號流分工成若干個副頻道符號流。於圖4中所示之具體實施例中,於一個頻率副頻道上傳輸調變符號流 $S_1$ ,及於L個頻率副頻道上傳輸調變符號流 $S_K$ 。一個個別的副頻道MIMO處理器412處理該每一個頻率副頻道的調變流,由分工器414分工該每一個調變流,及由組合器416組合該每一個調變流(例如以類似圖3中所述之方式組合)、以形成每一條傳輸天線的一個調變符號向量。

一般而言,一個發送器系統根據描寫頻道傳輸能力的資訊編碼和調變每一個傳輸頻道的資料。該資訊典型地係用上述完全CSI或部分CSI的形式。該接收器系統典型地判定該等用於資料傳輸之傳輸頻道的完全/部分CSI,及回報給該發送器系統。該發送器系統接著利用該資訊相應地調整該編碼和調變。該等於此所述之技藝可適用多個MIMO、

## 五、發明說明 ( 21 )

OFDM或其它任何能夠支援多個平行傳輸頻道的通信計畫(例如一個CDMA計畫)所支援的平行傳輸頻道。

於2000年3月22日提出之美國專利申請案序號09/532,492、定名為"利用多載波調變之高效率、高性能通信系統"中更詳細地說明MIMO處理，其中指定給本申請案的受讓人，及以引用的方式併入本文中。

MIMO接收器系統

本發明的觀點提供技藝"處理一個MIMO系統中該等收到的信號、以回復該傳輸之資料"和"評估該MIMO頻道的特徵"。接著，可將該等評估之頻道特徵回報給該發送器系統和用以調整該信號處理(例如編碼、調變...等等)。以此方式、根據該等判定之頻道條件達成高性能。該等於此所述之接收器處理技藝包含一種頻道關連矩陣反轉(CMMI)技藝、一種無偏差最小均方誤差(UMMSE)技藝及一種完全CSI技藝。將於下更詳細地說明上面所有的技藝。亦可利用其它落在本發明範疇內的接收器處理技藝。

圖1說明具有多條( $N_R$ 條)接收天線和能夠處理一個資料傳輸之接收器系統150。每一條接收天線152a~152r自多達 $N_T$ 條傳輸天線中接收該等傳輸之信號，及將該等傳輸之信號的路線定訂至一個個別的解調器(DEMOD)154(亦意指為一個前端處理器)上。例如，接收天線152a可自若干傳輸天線中接收若干傳輸之信號；同樣地，接收天線152r可接收多個傳輸之信號。每一個解調器154制約(例如過濾和放大)該收到的信號，將該制約之信號向下轉換成一個中頻

## 五、發明說明 ( 22 )

或基頻，及將該向下轉換之信號數位化。每一個解調器 154 尚可藉由一個收到的導引解調變該等數位化樣品，以產生收到的調變符號 其中將該等收到的調變符號提供給 RX MIMO 處理器 156。

如該資料傳輸係使用 OFDM，則每一個解調器 154 將另外執行圖 3 中所示之調變器 122 其所執行之處理的一個互補處理。於該事例中，每一個解調器 154 包含一個產生該等樣品其轉換表示和提供一個調變符號向量流之 FFT 處理器(未顯示)，其中每一個向量包含 L 個頻率副頻道的 L 個調變符號。接著，將所有解調器其 FFT 處理器中的調變符號向量流提供給一個分工器/組合器(圖 5 中未顯示)，其中該分工器/組合器先將該每一個 FFT 處理器中的調變符號向量流"頻道化"成若干個(多達 L 個)副頻道符號流。可接著將該等每一個副頻道符號流提供給一個個別的 RX MIMO 處理器 156。

就一個未利用 OFDM 之 MIMO 系統而言，可利用一個 RX MIMO 處理器 156 對該等  $N_R$  條收到之天線的調變符號執行該 MIMO 處理。又就一個利用 OFDM 之 MIMO 系統而言，可利用一個 RX MIMO 處理器 156 就該等 L 個用於資料傳輸之頻率副頻道的每一個頻率副頻道對該等  $N_R$  條收到之天線的調變符號執行該 MIMO 處理。

於一個具有  $N_T$  條傳輸天線和  $N_R$  條接收天線之 MIMO 系統中，可將該等  $N_R$  條接收天線其輸出端上收到的信號表示成：

## 五、發明說明 ( 23 )

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

方程式(2)

其中  $\mathbf{r}$  為該收到的符號向量(即自該 MIMO 頻道中輸出的  $N_R \times 1$  向量, 如於該等接受天線上測量的);  $\mathbf{H}$  為於一特殊時間上產生該頻道回應給該等  $N_T$  條傳輸天線和  $N_R$  條接收天線的  $N_R \times N_T$  頻道係數矩陣;  $\mathbf{x}$  為該傳輸之符號向量(即輸入到該 MIMO 頻道中的  $N_T \times 1$  向量); 及  $\mathbf{n}$  為一個代表 noise plus interference 之  $N_R \times 1$  向量。該收到的符號向量  $\mathbf{r}$  包含於一特殊時間上經由  $N_R$  條接收天線所收到之  $N_R$  個信號的  $N_R$  個調變符號。同樣地, 該傳輸之符號向量  $\mathbf{x}$  包含於一特殊時間上經由  $N_T$  條傳輸天線所傳輸之  $N_T$  個信號中的  $N_T$  個調變符號。

利用 CCMI 技藝之 MIMO 接收器

就該 CCMI 技藝而言, 該接收器系首先對該收到的符號向量  $\mathbf{r}$  執行一個頻道匹配過濾作業, 其中可將該過濾之輸出表示成:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{r} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{H}^H \mathbf{n}$$

方程式(3)

其中該註標 " $H$ " 表示調換和複合共軛。可利用一個平方矩陣  $\mathbf{R}$  表示該頻道係數矩陣  $\mathbf{H}$  與其共軛調換  $\mathbf{H}^H$  的乘積(即  $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ )。

例如可從連同該資料一起傳輸的導引符號導出該頻道係數矩陣  $\mathbf{H}$ 。為了執行最佳化接收和評估該等傳輸頻道的 SNR, 通常將某些已知的符號插入該傳輸資料流中和於一個或多個傳輸頻道上傳輸該等已知的符號係合宜的。亦將該等已知的符號意指為導引符號或導引信號。可於若干此

## 五、發明說明 ( 24 )

項技藝可利用的論說中找到用以根據一個導引信號或該資料傳輸評估一個信號傳輸頻道之方法。F. Ling於一篇定名為"與應用參考-協助之一致CDMA通信之最佳化接收、性能界限及近路速率分析"(IEEE會報、1999年10月)中說明一種像這樣的頻道評估法。可將該頻道評估法或其它的頻道評估法擴增成矩陣形式，以導出該頻道係數矩陣H。

可以反轉R乘該信號向量 $H^H \mathbf{r}$ 以獲得該傳輸之符號向量 $\mathbf{x}$ 的一個評估，其中可表示成：

$$\begin{aligned} \mathbf{x}' &= \mathbf{R}^{-1} H^H \mathbf{r} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{R}^{-1} H^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{n}' \end{aligned} \quad \text{方程式(4)}$$

依照上面的方程式，將觀察到可藉由匹配過濾(即乘以該矩陣 $H^H$ )該等收到的符號向量 $\mathbf{r}$ 和繼之以該反轉平方矩陣 $\mathbf{R}^{-1}$ 乘該過濾之結果、以回復該傳輸之符號向量 $\mathbf{x}$ 。

可如下判定該等傳輸頻道的SNR首先根據該收到的信號計算該雜訊向量 $\mathbf{n}$ 的自動關連矩陣 $\phi_{nn}$ 。一般而言， $\phi_{nn}$ 為一個Hermitian矩陣，即其為複合共軛對稱的如該頻道雜訊的元件為無關連的時，且如該等元件更進一步為獨立和同一分配(iid)的時，則可將該雜訊向量 $\mathbf{n}$ 的自動關連矩陣 $\phi_{nn}$ 表示成：

$$\begin{aligned} \phi_{nn} &= \sigma_n^2 \mathbf{I}, \text{ 及} \\ \phi_{nn}^{-1} &= \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I}, \end{aligned} \quad \text{方程式(5)}$$

其中 $\mathbf{I}$ 為該恒等矩陣(即沿著該矩陣的對角線均為一；該矩陣中的其它部分則為零值)；及 $\sigma_n^2$ 為該等收到之信號的雜

## 五、發明說明 ( 25 )

訊變異數。可將該後處理雜訊向量  $\mathbf{n}'$  的自動關連矩陣  $\phi_{n'n'}$  (即於該匹配過濾和預先乘以該矩陣  $R^{-1}$  之後) 表示成：

$$\begin{aligned}\phi_{n'n'} &= E[\mathbf{n}' \mathbf{n}'^H] \\ &= \sigma_n^2 R^{-1}\end{aligned}\quad \text{方程式 (6)}$$

根據方程式 (6)，該後處理雜訊  $\mathbf{n}'$  其第  $i$  個元件的雜訊變異數  $\sigma_n^2$  等於  $\sigma_n^2 r_{ii}^{-1}$ ，其中  $r_{ii}$  為  $R^{-1}$  的第  $i$  個對角線元件。就一個未利用 OFDM 之 MIMO 系統而言，該第  $i$  個元件代表該第  $i$  條接收天線。如利用 OFDM 時，則可將該註標 " $i$ " 分解成一個註標 " $jk$ "，其中 " $j$ " 代表該第  $j$  個頻率副頻道，及 " $k$ " 代表相對應至該第  $k$  條接收天線上的第  $k$  個空間副頻道。

就該 CCMI 技藝而言，可將該處理過之收到的符號向量其第  $i$  個元件 (即  $\mathbf{x}'$  的第  $i$  個元件) 的 SNR 表示成：

$$SNR_i = \frac{\overline{|x'_i|^2}}{\sigma_n^2} \quad \text{方程式 (7)}$$

如該第  $i$  個傳輸之符號  $\overline{|x'_i|^2}$  的變異數平均等於一 (1.0) 時，則可將該接收符號向量的 SNR 表示成：

$$SNR_i = \frac{1}{r_{ii} \sigma_n^2} \quad \text{方程式 (8)}$$

可藉由  $1/\sqrt{r_{ii}}$  量化該收到之符號向量的第  $i$  個元件，以常態化該雜訊變異數。

可將該等  $N_R$  條接收天線中的量化信號加總起來，以形成一個組合之信號，其中可表示成：

$$x'_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{x'_i}{r_{ii}} \quad \text{方程式 (8)}$$



## 五、發明說明 ( 26 )

接著，該組合之信號的SNR"SNR<sub>total</sub>"將有一個等於該等N<sub>R</sub>條接收天線中其信號SNR總和之最大組合SNR。可將該組合之SNR表示成：

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} SNR_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{r_{ii}} .$$

方程式(9)

圖5說明一個RX MIMO處理器156a之一個具體實施例，其能夠執行該上述的CCMI處理。於RX MIMO處理器156a內，一個多工器512將該等N<sub>R</sub>條接收天線中的調變符號多工化，以形成一個收到之調變符號向量(I)流。可根據類似於傳統導引協助之單一和多載波系統的導引信號評估該頻道係數矩陣H，如此項技藝中已知的。接著，根據如上所示之R=H<sup>H</sup>H計算該矩陣R繼之，一個匹配過濾器514過濾該等收到的調變符號向量I，其中以該共軛調換頻道係數矩陣H<sup>H</sup>預先乘每一個向量I，如上方程式(3)中所示。另外，一個乘法器516以該反轉平方矩陣R<sup>-1</sup>預先乘該等過濾之向量，以形成該傳輸之調變符號向量x的一個評估x'，如上方程式(4)中所示。

就某些通信狀態而言，可將該等所有天線中用於傳輸該頻道資料流的副頻道符號流提供給一個組合器518，其中組合器518將時間、空間及頻率的冗位資訊組合起來。接著，將該等組合之調變符號x'提供給RX資料處理器158。就其它某些通信狀態而言，可將該等頻估之調變符號x'直接提供給RX資料處理器158(圖5中未顯示)。

如是，RX MIMO處理器156a產生若干個相對應至該發

## 五、發明說明 ( 27 )

送器系統上所利用之該等若干個傳輸頻道上的獨立符號流。每一個符號流包含後處理調變符號，其中該等後處理調變符號在該發送器系統的完全/部分CSI處理之前係相對應至該等調變符號上。接著，將該等(後處理)符號流提供給RX資料處理器158。

於RX資料處理器158內，將每一個後處理之調變符號的符號流提供給一個執行一解調變計畫(例如M-PSK、M-QAM)的個別解調變元件，其中該解調變計畫與該發送器系統用於處理該傳輸頻道的調變計畫互補。就該MIMO通信狀態而言，可繼之將該等所有指定之解調器中的解調變資料獨立地解碼；或可將該等所有指定之解調器中的解調變資料先多工化成一個頻道資料流再繼之將該頻道資料流解碼，端視該發送器單元所使用的編碼和調變方法而定。可接著將每一個頻道資料流提供給一個執行一解碼計畫的個別解碼器，中該解碼計畫與該發送器單元用於該頻道資料流的計畫互補。該每一個解碼器中的解碼資料代表該頻道資料流其傳輸之資料的一個評估。

亦將該等評估之調變符號 $x'$ 和/或該等組合之調變符號 $x''$ 提供給一個CSI處理器520、以判定該等傳輸頻道的完全或部分CSI，及將該欲回報的完全/部分CSI提供給發送器系統110。例如，CSI處理器520可根據該收到的導引信號評估該第 $i$ 個傳輸頻道的雜訊協方差矩陣 $\phi_{ii}$ ，及接著根據方程式(7)和(9)計算該SNR。類似於傳統導引協助之單一和多載波系統評估該SNR，如此項技藝中已知的。該等傳輸

## 五、發明說明 ( 28 )

頻道的 SNR 包括回報給該發送器系統的部分 CSI。另外，將該等調變符號提供給一個頻道評估器 522 和一個矩陣處理器 524，以分別評估該頻道係數矩陣 H 和導出該平方矩陣 R。一個控制器 530 耦合至 RX MIMO 處理器 156a 和 RX 資料處理器 158 上，及指導該等單元的作業。

利用 UMMSE 技藝之 MIMO 接收器

就該 UMMSE 技藝而言，該接收器系統以一個矩陣 M 乘該收到的符號向量  $\mathbf{r}$ ，以導出該傳輸之符號向量  $\mathbf{x}$  的一個啟始 MMSE 評估  $\hat{\mathbf{x}}$ ，其中可表示成：

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{M}\mathbf{r} \quad \text{方程式 (10)}$$

選取該矩陣 M，致使該啟始 MMSE 評估  $\hat{\mathbf{x}}$  和該傳輸之符號向量  $\mathbf{x}$  間之誤差向量  $\mathbf{e}$  的均方誤差最小 (即  $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ )。

為了判定 M，可先將一個成本函數  $\varepsilon$  表示成：

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E\{\mathbf{e}^H \mathbf{e}\} \\ &= E\{[\mathbf{r}^H \mathbf{M}^H - \mathbf{x}^H][\mathbf{M}\mathbf{r} - \mathbf{x}]\} \\ &= E\{[\mathbf{r}^H \mathbf{M}^H \mathbf{M}\mathbf{r} - 2\text{Re}[\mathbf{x}^H \mathbf{M}\mathbf{r}] + \mathbf{x}^H \mathbf{x}]\} \end{aligned}$$

為了使該成本函數  $\varepsilon$  最小化，可就 M 獲得該成本函數的一個導函數，及可將該結果設定成零，如下：

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{M}} \varepsilon = 2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H - 2\mathbf{H} = \mathbf{0}.$$

利用該等等式  $E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{I}$ 、 $E\{\mathbf{r}\mathbf{r}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn}$  及  $E\{\mathbf{r}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{H}$  獲得下面：

$$2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H = 2\mathbf{H}$$

如是，可將該矩陣 M 表示成：

## 五、發明說明 ( 29 )

$$M = H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} \quad \text{方程式 (11)}$$

可根據方程式(10)和(11)將該傳輸之符號向量 $\hat{\underline{x}}$ 的啟始MMSE評估判定成：

$$\begin{aligned} \hat{\underline{x}} &= M\underline{r} \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} \underline{r} \end{aligned} \quad \text{方程式 (12)}$$

可先根據特定 $\underline{x}$ 其平均在該加成雜訊上的平均值 $\hat{\underline{x}}$ 判定該信號元件，以判定在該UMMSE技藝下該等傳輸頻道的SNR，其中可表示成：

$$\begin{aligned} E[\hat{\underline{x}} | \underline{x}] &= E[M\underline{r} | \underline{x}] \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} E[\underline{r}] \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} H\underline{x} \\ &= V\underline{x} \end{aligned}$$

其中將該矩陣 $V$ 定義成：

$$\begin{aligned} V &= \{v_{ij}\} \\ &= MH \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} H \end{aligned}$$

利用該恒等

$$(HH^H + \phi_{nn})^{-1} = \phi_{nn}^{-1} - \phi_{nn}^{-1} H (I + H^H \phi_{nn}^{-1} H)^{-1} H^H \phi_{nn}^{-1},$$

可將該矩陣 $V$ 表示成：

$$V = H^H \phi_{nn}^{-1} H (I + H^H \phi_{nn}^{-1} H)^{-1}.$$

可將該啟始MMSE評估 $\hat{\underline{x}}$ ， $\hat{x}_i$ 的第 $i$ 個元件 $x_i$ 表示成：

$$\hat{x}_i = v_{i1}x_1 + \dots + v_{ii}x_i + \dots + v_{iN_R}x_{N_R}. \quad \text{方程式 (13)}$$

如 $\hat{\underline{x}}$ 其所有的元件均無關連，且均具有零平均值時，則可將 $\hat{\underline{x}}$ 其第 $i$ 個元件的期望值表示成：

$$E[\hat{x}_i | \underline{x}] = v_{ii}x_i. \quad \text{方程式 (14)}$$

## 五、發明說明 ( 30 )

如方程式(14)中所示， $\hat{x}_i$ 為 $x_i$ 的一個偏差評估。可根據該 UMMSE 技藝消除該偏差，以改良接收器的性能。可將 $x_i$ 除以 $v_{ii}$ 以獲得 $\hat{x}_i$ 的一個無偏差評估。如是，可如下以一個對角線矩陣 $D_v^{-1}$ 預先乘該偏差評估 $\hat{x}$ ，以獲得 $x$ 的無偏差最小均方誤差 $\tilde{x}$ ：

$$\tilde{x} = D_v^{-1} \hat{x}, \quad \text{方程式 (15)}$$

其中

$$D_v^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_R N_R}).$$

判定該 noise plus interference，可將該無偏差評估 $\tilde{x}$ 該傳輸之符號向量 $x$ 間的誤差 $\hat{e}$ 表示成：

$$\begin{aligned} \hat{e} &= x - D_v^{-1} \hat{x} \\ &= x - D_v^{-1} H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} r \end{aligned}$$

可將該誤差向量 $\hat{e}$ 的自動關連矩陣表示成：

$$\begin{aligned} \phi_{\hat{e}\hat{e}} &\equiv U \equiv \{u_{ij}\} = E[\hat{e}\hat{e}^H] \\ &= I - D_v^{-1} H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} H (I - \frac{1}{2} D_v^{-1}) - (I - \frac{1}{2} D_v^{-1}) H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} H D_v^{-1}. \end{aligned}$$

該誤差向量 $\hat{e}$ 其第 $i$ 個元件的變異數等於 $u_{ii}$ 。該誤差向量 $\hat{e}$ 的元件係相關連的。然而，可利用充分的交錯致使能夠忽視該誤差向量 $\hat{e}$ 其元件間的關連性，及使得僅只該變異數才會影響系統性能。

如該頻道雜訊的元件為無關連和 iid 的，則可如方程式(5)中所示表示該頻道雜訊的關連矩陣。於該事例中，可將該誤差向量 $\hat{e}$ 的自動關連矩陣表示成：

$$\begin{aligned} \phi_{\hat{e}\hat{e}} &= I - D_x^{-1} [I - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 I + R)^{-1}] (I - \frac{1}{2} D_x^{-1}) - (I - \frac{1}{2} D_x^{-1}) [I - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 I + R)^{-1}] D_x^{-1} \\ &= U = \{u_{ij}\}. \end{aligned} \quad \text{方程式 (16)}$$

## 五、發明說明 ( 31 )

又如該頻道雜訊的元件為無關連的時，則

$$\mathbf{U} = \mathbf{I} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_v^{-1}. \quad \text{方程式 (17)}$$

可將該相對應至該第*i*個傳輸之符號上的解調器輸出的SNR表示成：

$$SNR_i = \frac{E[|x_i|^2]}{u_{ii}}. \quad \text{方程式 (18)}$$

如該等處理過的收到符號 $x_i$ 之變異數 $\overline{|x_i|^2}$ 平均等於一(1.0)時則可將該接收符號向量的SNR表示成：

$$SNR_i = \frac{1}{u_{ii}}.$$

圖6說明一個RX MIMO處理器156b之一個具體實施例，其能夠執行該上述的UMMSE處理。與該CCMI方法類似，可先根據該等收到的導引信號和/或資料傳輸評估該等矩陣 $\mathbf{H}$ 和 $\phi_{nn}$ 。接著，根據方程式(11)計算該加權係數矩陣 $\mathbf{M}$ 。於RX MIMO處理器156b內，一個多工器612乘該等 $N_R$ 條接收天線中的調變符號，以形成一個收到之調變符號向量( $\mathbf{r}$ )流。繼之，一個乘法器614以該矩陣 $\mathbf{M}$ 預先乘該等收到的調變符號向量 $\mathbf{r}$ ，以形成該傳輸之符號向量 $\mathbf{x}$ 的一個評估 $\hat{\mathbf{x}}$ ，如上方程式(10)中所示。另外，一個乘法器616以該對角線矩陣 $\mathbf{D}_v^{-1}$ 預先乘該評估 $\hat{\mathbf{x}}$ ，以形成該傳輸之符號向量 $\mathbf{x}$ 的一個無偏差評估 $\tilde{\mathbf{x}}$ ，如上方程式(15)中所示。

又可依照該正在執行的特殊通信狀態，而可將該等所有天線中用於傳輸該頻道資料流的副頻道符號流提供給一個組合器618，其中組合器618將時間、空間及頻率的冗位資訊組合起來。接著，將該等組合之調變符號 $\tilde{\mathbf{x}}$ 提供給RX

## 五、發明說明 ( 32 )

資料處理器 158。又就其它某些通信狀態而言，可將該等頻估之調變符號 $\tilde{x}$ 直接提供給RX資料處理器 158。

亦將該等無偏差評估之調變符號 $\tilde{x}$ 和/或該等組合之調變符號 $\tilde{x}$ 提供給一個CSI處理器 620，其中CSI處理器 620判定該等傳輸頻道的完全或部分CSI，及將該欲回報的完全/部分CSI提供給發送器系統 110。例如，CSI處理器 620可根據方程式(16)~(18)評估該第i個傳輸頻道的SNR。該等傳輸頻道的SNR包括回報給該發送器系統的部分CSI。方程式(11)中計算出來的該最佳化M應已使該誤差向量的基準減到最小。根據方程式(16)計算 $D_v$ 。

#### 利用完全CSI技藝之MIMO接收器

就該完全CSI技藝而言，可如上方程式(2)中所示將該等 $N_R$ 條接收天線其輸出端上收到的信號表示成：

$$r = Hx + n。$$

可將該頻道矩陣與其共軛調換的乘積所形成之該Hermitian矩陣的特徵向量分解表示成：

$$H^H H = E \Lambda E^H，$$

其中E為該特徵向量矩陣；及 $\Lambda$ 為一個特徵值對角線矩陣，其中E和 $\Lambda$ 的維數均為 $N_T \times N_T$ 。該發送器事先利用該特徵向量矩陣E制約一組( $N_T$ 個)調變符號(b)，如上方程式(1)中所示。如是，可將該等 $N_T$ 條傳輸天線中該等傳輸(事先制約)之調變符號表示成：

$$x = Eb。$$

因 $H^H H$ 為Hermitian，故該特徵向量矩陣為一元的。如是，

## 五、發明說明 ( 33 )

如該等元件  $\mathbf{b}$  具有相同的乘冪時，則該等元件  $\mathbf{x}$  亦具有相同的乘冪。接著，可將該收到的信號表示成：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{E}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad \text{方程式 (19)}$$

該接收器執行一個頻道匹配過濾作業，並繼之乘上該等右特徵向量。該等頻道匹配過濾和乘法作業的結果為一個向量  $\mathbf{z}$ ，其中可表示成：

$$\mathbf{z} = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} \mathbf{b} + \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n} = \Lambda \mathbf{b} + \mathbf{n}' \quad \text{方程式 (20)}$$

其中可將該新雜訊項的協方差表示成：

$$\mathbf{E}(\hat{\mathbf{n}}\hat{\mathbf{n}}^H) = \mathbf{E}(\mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} = \Lambda \quad \text{方程式 (21)}$$

即該等雜訊元件係與該等特徵值所產生的變異數無關。 $\mathbf{z}$  的第  $i$  個元件的 SNR 為  $\lambda_i$ ，即  $\Lambda$  的第  $i$  個對角線元件。

於前述美國專利申請案序號 09/532,492 中更詳細地說明完全 CSI 處理。

亦可利用圖 5 中所示之接收器具體實施例執行該完全 CSI 技藝。匹配過濾器 514 過濾該等收到的調變符號向量  $\mathbf{r}$ ，其中以該共軛調換頻道係數矩陣  $\mathbf{H}^H$  預先乘每一個向量  $\mathbf{r}$ ，如上方程式 (20) 中所示。另外，乘法器 516 以該等右特徵向量  $\mathbf{E}^H$  預先乘該等過濾之向量，以形成該調變符號向量  $\mathbf{b}$  的一個評估  $\mathbf{z}$ ，如上方程式 (20) 中所示。就該完全 CSI 技藝而言，將矩陣處理器 524 架構成提供該等右特徵向量  $\mathbf{E}^H$ 。可如上述達成該隨後的處理(例如藉由組合器 518 和 RX 資料處理器 158)。

就該完全 CSI 技藝而言，該發送器單元可根據該特徵值所產生的 SNR 選擇一個編碼計畫和一個調變計畫(即一個



## 五、發明說明 ( 34 )

信號星座)給該等每一個特徵向量。倘若該等頻道條件未明顯地變更該接收器測量該CSI與該發送器呈報和用以事先制約該傳輸間的時間區間時，則該通信系統的性能可能相當於一組具已知SNR之獨立AWGN頻道的性能。

將完全或部分CSI回報給該發送器系統

可利用該此中所述之部分CSI(例如CCMI或UMMSE)亦或完全CSI技藝獲得該等收到之信號的其每一個傳輸頻道的SNR。可接著經由一個反向頻道將該等傳輸頻道其判定之SNR回報給該發送器系統。藉由回饋該等傳輸頻道其傳輸之調變符號的SNR值(即每一個空間副頻道；且如使用OFDM時、則可能為每一個頻率副頻道)，則執行調適處理(例如調適編碼和調變)以改良該MIMO頻道的使用係可能的。就該等部分CSI回饋技藝而言，可於沒有完全的CSI下達成調適處理。就該等完全CSI回饋技藝而言，可將充分的資訊(不一定是該明確的特徵值和特徵模式)回饋給該發送器，以幫助計算該等每一個使用之頻率副頻道的特徵值和特徵模式。

就該CCMI技藝而言，將該等收到之調變符號的SNR值(例如於該第i個傳輸頻道上收到之符號的 $SNR_i = \overline{|x_i|^2} / \sigma_n^2$  或  $SNR_i = 1/\sigma_n^2 h_{ii}$ )回報給該發送器。就該UMMSE技藝而言，將該等收到之調變符號(例如於該第i個傳輸頻道上收到之符號的 $SNR_i = E[|x_i|^2] / u_{ii}$  或  $SNR_i = 1/u_{ii}$ ，其中如上方程式(16)和(17)中所示計算 $u_{ii}$ )的SNR值回報給該發送器。又就該完全CSI技藝而言，可將該等收到之調變符號的SNR值(例如於

## 五、發明說明 ( 35 )

該第*i*個傳輸頻道上收到之符號的 $SNR_i = \overline{|z_i|^2} / \sigma_n^2$  或  $SNR_i = \lambda_{ii} / \sigma_n^2$  (其中 $\lambda_{ii}$ 為該平方矩陣的特徵值)回饋給該發送器。就該完全CSI技藝而言，可更進一步判定該等特徵模式E，及將該等E回饋給該發送器。就該等部分和完全CSI技藝而言，該發送器系統利用該SNR調整該資料處理。又就該完全CSI技藝而言，其更進一步在傳輸該等調變符號之前、先利用該等特徵模式E事先制約該等調變符號。

可將該欲回報給該發送器的CSI全部、差別、或全部/差別地傳送。於一個具體實施例中，定期地呈報完全或部分CSI，及根據該先前傳輸之CSI傳送差別更新。如完全CSI的一個實例，該等更新可為該等呈報之特徵模式的更正(根據一個誤差信號)。典型地說，該等特徵值不像該等特徵模式一樣迅速地變更，故可以一個較低的速率更新該等特徵值。於另一個具體實施例中，僅當產生變更時(例如當該變更超過一個特殊閾時)才傳送該CSI，此可降低該回饋頻道的有效速率。如部分CSI的一個實例，僅將該等SNR變更時、才將該等SNR送回(例如差別地)。就一個OFDM系統(具有或不具MIMO)而言，可利用該頻率領域中的關連性准許減少該欲回饋的CSI量。如一個利用部分CSI之OFDM系統的一個實例，如該相對應至M個頻率副頻道其一個特殊空間副頻道上的SNR相同時，則可呈報該SNR、及當該條件為真的時之該第一個和該最後一個頻率副頻道。亦可利用其它用以減少該欲回饋給CSI之資料量、且落在本發明範疇內之壓縮和回饋頻道錯誤回復技

## 五、發明說明 ( 36 )

藝。

往回參考圖1，將RX MIMO處理器156所判定的完全或部分CSI(例如頻道SNR)提供給一個TX資料處理器162，其中TX資料處理器162處理該CSI，及將處理過的資料提供給一個或多個調變器154。調變器154更進一步制約該處理過的資料，及經由一個反向頻道將該CSI傳回給發送器系統110。

於系統110上，天線124接收該傳輸之回饋信號。調變器122將該傳輸之回饋信號解調變，及將其提供給一個RX資料處理器132。RX資料處理器132執行TX資料處理器162所執行之處理的一個互補處理，及回復該呈報之完全/部分CSI，繼之，將該回復之完全/部分CSI提供給TX資料處理器114，及TX MIMO處理器120利用該回復之完全/部分CSI調整該處理。

發送器系統110可根據接收器系統150中的完全/部分CSI(例如SNR資訊)調整(即調適)其處理。例如，可調整該每一個傳輸頻道的編碼、使得該資訊位元傳送率與該頻道SNR所支援的傳輸能力匹配。此外，可根據該頻道SNR選擇該傳輸頻道的調變計畫。亦可於本發明的範疇內調整其它的處理(例如交錯)。根據判定給該頻道的SNR調整每一個傳輸頻道的處理容許該MIMO系統達成高性能(即一種特殊性能等級的高生產率或高位元傳送率)。可將該調適的處理應用到一個單載波MIMO系統或一個植基於多載波之MIMO系統(例如一個利用OFDM之MIMO系統)上。

## 五、發明說明 ( 37 )

可根據許多種技藝調整該發送器系統的編碼和其調變計畫的選擇，於前述的美國專利申請案序號09/776,073中說明其中一種技藝。

該等部分(例如CCMI和UMMSE)和完全CSI技藝為接收器處理技藝，其容許一個MIMO系統利用因使用多條傳輸和接收天線而產生的附加dimensionality，此為使用MIMO的一項主要優點。該等CCMI和UMMSE技藝可容許在每一個時間磁格傳輸該相同的調變符號總數，就如一個利用完全CSI之MIMO系統一樣。然而，亦可將其它落在本發明範疇內之接收器處理技藝、連同該等此中所述之完全/部分CSI回饋技藝一起使用。相仿地，圖5和6代表一個能夠處理一MIMO傳輸、判定該等傳輸頻道特徵(即該SNR)、及將完全或部分CSI回報給該發送器系統之接收器系統的兩個具體實施例。可慎思其它落在本發明範疇內之植基於該等此中提出之技藝的設計和接收器處理技藝。

當僅回饋該全部收到的信號SNR或根據該SNR評估之可達到的全面生產率時，則該發送器系統亦可在不調適處理的情況下以一種筆直的方式利用該部分CSI技藝(例如CCMI和UMMSE技藝)。於執行時，根據該收到的SNR評估或該評估之生產率判定一個調變格式，且所有的傳輸頻道均使用該相同的調變格式。該方法可減少全面的系統生產率，且亦可大大地減少藉由該反向鏈結所送回的資訊量。

可藉由使用本發明的完全/部分回饋技藝改良系統性能。可計算該具部分CSI回饋之系統生產率，及比較該系

## 五、發明說明 ( 38 )

統生產率與該具完全CSI回饋的生產率。可將該系統生產率定義成：

$$C = \sum_{i=1}^{N_c} \log_2(1 + \gamma_i),$$

其中 $\gamma_i$ 為部分CSI技藝其每一個收到之調變符號的SNR；或為該完全CSI技藝其每一個傳輸頻道的SNR。可將不同處理技藝的SNR概述如下：

$$\gamma_i = \frac{1}{\sigma_n^2 f_{ii}}, \quad \text{for the CCMI technique}$$

$$\gamma_i = \frac{1}{u_{ii}}, \quad \text{for the UMMSE technique, and}$$

$$\gamma_i = \frac{\lambda_{ii}}{\sigma_n^2}, \quad \text{for full CSI technique.}$$

圖7A和7B說明一個使用部分CSI和完全CSI回饋技藝之4x4 MIMO系統的性能。從電腦模擬獲得該等結果。於該模擬中，將每一個頻道係數矩陣H的元件模仿成"平均值=0"和"變異數=1"的獨立高斯隨機變數。就每一個計算而言，產生若干個隨機矩陣realization，及將該等realization其算出之生產率平均以產生該平均生產率。

圖7A說明該MIMO系統其在不同SNR值之完全CSI、部分CSI CCMI及部分CSI UMMSE技藝下的平均生產率。可從圖7A中察知，該部分CSI UMMS技藝的生產率於高SNR值時約為該完全CSI生產率的75%；且於低SNR值時近似該完全CSI的生產率。該部分CSI CCMI技藝的生產率於高SNR值時約為該部分CSI UMMSE技藝之生產率的75%~90%；且於低SNR值時約比該UMMSE的生產率少30%。

## 五、發明說明 ( 39 )

圖 7B 說明根據該資料平面圖而產生之該等三種技藝的累加機率分配函數(CDF)。圖 7B 顯示就該 CCMI 技藝而言，當一個平均 SNR=16 分貝(dB)/傳輸頻道時則約有 5% 的情況其生產率會小於 "2 每秒位元/赫茲"。另一方面，於該相同的 SNR 下，該 UMMSE 技藝的生產率在所有的情況下均大於 "7.5 每秒位元/赫茲"。如是，該 UMMSE 技藝其運行中斷的機率可能比該 CCMI 技藝低。

可藉由一個或多個數位信號處理器(DSP)、特別應用積體電路(ASIC)、處理器、微處理器、控制器、微控制器、欄位可程式行列閘(FPGA)、可程式邏輯裝置、其它的電子設備、或以上任何組合執行該等發送器和接收器系統的元件。亦可藉由一個處理器上執行的軟體執行該等此中所述之某些功能和處理。

可藉由一個軟體和硬體的組合執行本發明的觀點。例如可根據一個處理器(圖 5 中的控制器 530 和圖 6 中的控制器 650)上執行的程式碼計算該等 CCMI 和 UMMSE 技藝的符號評估和導出該頻道 SNR。

提供先前對該等揭示之具體實施例的所作的說明，以致能熟諳此藝者實行或利用本發明。熟諳此藝者將即刻顯見到可對該等具體實施例作種種修正，且可在未脫離本發明的精髓或範疇下將此中定義的通用原則應用到其它的具體實施例上。如是，並不希望將本發明限制在此中所示之具體實施例上，而是希望本發明符合此中揭示之原則和新穎特性的最寬廣範疇。

四、中文發明摘要(發明之名稱： 用以於無線通信系統中使用頻道狀態資訊之 )  
方法及裝置

用以於一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之技藝。其中一種方法係該接收器單元經由若干條接收天線接收若干個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合。處理該等收到的信號、以導出頻道狀態資訊(CSI)，藉以表示若干用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵。將該CSI傳回給該發送器單元。該發送器單元接收該接收器單元中的CSI，及根據該收到的CSI處理傳輸給該接收器單元的資料。

英文發明摘要(發明之名稱： "METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING  
CHANNEL STATE INFORMATION IN A )  
WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM"

Techniques for transmitting data from a transmitter unit to a receiver unit in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. In one method, at the receiver unit, a number of signals are received via a number of receive antennas, with the received signal from each receive antenna comprising a combination of one or more signals transmitted from the transmitter unit. The received signals are processed to derive channel state information (CSI) indicative of characteristics of a number of transmission channels used for data transmission. The CSI is transmitted back to the transmitter unit. At the transmitter unit, the CSI from the receiver unit is received and data for transmission to the receiver unit is processed based on the received CSI.

## 六、申請專利範圍

1. 一種用以於一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之方法，包括：

於該接收器單元方：

經由多條接收天線接收多個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合；

處理該等收到的信號、以導出頻道狀態資訊(CSI)，藉以表示多個用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵；及

將該CSI傳回給該發送器單元；及

於該發送器單元方：

接收該接收器單元中的CSI；及

根據該收到的CSI處理傳輸給該接收器單元的資料。

2. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該呈報之CSI包括該等每一個傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)評估。
3. 如申請專利範圍第2項之方法，其中該發送器單元上的處理包含：

根據每一個傳輸頻道的SNR評估編碼該每一個傳輸頻道的資料。

4. 如申請專利範圍第3項之方法，其中係根據每一個傳輸頻道的SNR評估獨立地編碼該每一個傳輸頻道的資料。
5. 如申請專利範圍第3項之方法：其中該編碼包含：

以一固定的基碼編碼該傳輸頻道的資料；及

根據該傳輸頻道的SNR評估調整編碼位元的截孔。



## 六、申請專利範圍

6. 如申請專利範圍第3項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：

按照一根據該傳輸頻道其SNR評估而選取之調變計畫調變每一個傳輸頻道的編碼資料。

7. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該呈報之CSI包括該等多個傳輸頻道的特徵描述。

8. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該呈報之CSI指示該等多個傳輸頻道的特徵模式和特徵值。

9. 如申請專利範圍第8項之方法，其中該發送器單元上的處理包含：

根據該等特徵值編碼該等傳輸頻道的資料。

10. 如申請專利範圍第9項之方法，其中獨立地編碼該每一個傳輸頻道的資料。

11. 如申請專利範圍第9項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：

按照根據該等特徵值而選取之調變計畫調變該等傳輸頻道的編碼資料，以提供調變符號。

12. 如申請專利範圍第11項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：

於傳輸該等調變符號之前、先根據該等特徵模式事先制約該等調變符號。

13. 如申請專利範圍第1項之方法，其中自該接收器單元中傳輸該全部的CSI。

14. 如申請專利範圍第13項之方法，其中定期地自該接收器

## 六、申請專利範圍

單元中傳輸該全部的CSI，及其中於完全傳輸之間傳輸該等CSI更新。

15. 如申請專利範圍第1項之方法，其中當偵測到該等頻道特徵變更超過一個特殊閾時，則傳輸該CSI。
16. 如申請專利範圍第8項之方法，其中以不同的更新速率傳輸該指示該等特徵模式和特徵值之CSI。
17. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該接收器單元根據一個關連矩陣反轉(CDMI)處理導出該CSI。
18. 如申請專利範圍第17項之方法，其中該接收器單元上的CDMI處理包含：

處理該等收到的信號，以導出收到之調變符號；

根據一第一個矩陣過濾該等收到的調變符號，以提供過濾之調變符號，其中該第一個矩陣表示用於該資料傳輸之多條傳輸天線與該等多條接收天線之間的一頻道特徵評估；

以一第二個矩陣乘該等過濾之調變符號，以評估傳輸之調變符號；及

評估多個用於該資料傳輸之傳輸頻道的特徵。

19. 如申請專利範圍第18項之方法，尚包括：

根據一特殊的解調變計畫將該等調變符號評估解調變，以提供解調變符號。

20. 如申請專利範圍第19項之方法，尚包括：

根據一特殊的解碼計畫將該等解調變符號解碼。

21. 如申請專利範圍第18項之方法，尚包括：

## 六、申請專利範圍

組合冗位傳輸的調變符號評估，以提供組合之調變符號評估。

22. 如申請專利範圍第18項之方法，尚包括：

根據該等收到的調變符號導出一頻道係數矩陣；及  
其中根據該頻道係數矩陣導出該第一個矩陣。

23. 如申請專利範圍第22項之方法，其中根據相對應至導引資料上之收到的調變符號導出該頻道係數矩陣。

24. 如申請專利範圍第18項之方法，其中該第二個矩陣為一個根據該第一個矩陣所導出之反轉平方矩陣。

25. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該接收器單元根據一個無偏差最小均方誤差(UMMSE)處理導出該CSI。

26. 如申請專利範圍第25項之方法，其中該UMMSE處理包含：

處理該等收到的信號，以導出收到之調變符號；

以一第一個矩陣M乘該等收到的調變符號，以評估傳輸之調變符號；

根據該收到的調變符號評估多個用於該資料傳輸之傳輸頻道的特徵；及

其中選擇該第一個矩陣M，使得該等調變符號評估與傳輸之調變符號間的一均方誤差減到最小。

27. 如申請專利範圍第26項之方法，尚包括：

以一第二個矩陣乘該等調變符號評估，以無偏差地評估該等傳輸之調變符號；及

其中根據該等無偏差之調變符號評估評估該等傳輸頻

## 六、申請專利範圍

道的特徵。

28. 如申請專利範圍第27項之方法，尚包括：

根據該等無偏差之調變符號評估導出該第一個矩陣M，及使該等無偏差之調變符號評估與該等傳輸之調變符號間的該均方誤差減到最小。

29. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該MIMO系統執行直交分頻調變(OFDM)。

30. 如申請專利範圍第29項之方法，其中就多個頻率副頻道的每一個頻率副頻道執行該收發器單元和該發送器單元上的處理。

31. 一種用以於一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之方法，包括：

於該接收器單元方：

經由多條接收天線接收多個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合；

處理該等多個收到的信號，以評估傳輸自該發送器單元中之調變符號；

評估多個用於資料傳輸之傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)；及

將該等傳輸頻道的SNR評估傳回給該發送器單元；及

該發送器單元根據該等收到的SNR評估處理傳輸給該接收器單元的資料。

## 六、申請專利範圍

32. 如申請專利範圍第31項之方法，其中評估該等每一個傳輸頻道的SNR，及將該等每一個傳輸頻道的SNR評估傳回給該發送器單元。
33. 如申請專利範圍第31項之方法，尚包括：  
於該接收器單元方：  
導出該等多個用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵描述；及  
將該等特徵描述傳回給該發送器單元。
34. 如申請專利範圍第33項之方法，尚包括：  
該發送器單元在將調變符號傳輸給該接收器單元之前、先根據該等多個傳輸頻道的特徵描述事先制約該等調變符號。
35. 如申請專利範圍第31項之方法，其中根據一個頻道關連矩陣反轉(CCMI)計畫處理該等收到的調變符號。
36. 如申請專利範圍第31項之方法，其中根據一個最小無偏差均方誤差(UMMSE)計畫處理該等收到的調變符號。
37. 如申請專利範圍第31項之方法，其中該發送器單元上的處理包含：  
根據該收到之傳輸頻道的SNR評估編碼每一個傳輸頻道的資料。
38. 如申請專利範圍第37項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：  
按照一根據該收到之傳輸頻道的SNR評估而選取之調變計畫調變每一個傳輸頻道的編碼資料。
39. 一種多輸入多輸出(MIMO)系統，包括：

## 六、申請專利範圍

一接收器單元，包括：

多個前端處理器，其中架構成經由多條接收天線接收多個信號，及處理該等收到的信號、以提供收到之調變符號；

至少一耦合至該等前端處理器上之接收MIMO處理器，其中架構成接收和處理該等收到的調變符號，以導出頻道狀態資訊(CSI)，藉以表示多個用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵；及

一有效耦合至該接收MIMO處理器上之傳輸資料處理器，其中架構成處理傳回給該發送器單元的CSI；及

一發送器單元，包括：

至少一個解調器，其中架構成接收和處理該等接收器單元中的一個或多個信號，以回復該傳輸之CSI；及

一傳輸資料處理器，其中架構成根據該回復之CSI處理傳輸給該接收器單元之資料。

40. 一種於一多輸入多輸出(MIMO)通信系統中之接收器單元，包括：

多個前端處理器，其中架構成經由多條接收天線接收多個傳輸之信號，及處理該等收到的信號、以提供收到之調變符號；

一有效耦合至該等多個前端處理器上之過濾器，其中架構成根據一第一個矩陣過濾該等收到的調變符號，以提供過濾之調變符號，及其中該第一個矩陣表示用於該資料傳輸之多條傳輸天線與該等多條接收天線之間的一

## 六、申請專利範圍

頻道特徵評估；

一耦合至該過濾器上之乘法器，其中架構成以一第二個矩陣乘該等過濾之調變符號，以評估傳輸之調變符號；

一耦合至該乘法器上之頻道品質評估器，其中架構成評估多個用於該資料傳輸之傳輸頻道的特徵，及提供頻道狀態資訊藉(CSI)、藉以表示該等評估之頻道特徵；及

一傳輸資料處理器，其中架構成接收和處理傳輸自該接收器單元中的CSI。

41. 如申請專利範圍第40項之接收器單元，尚包括：

一第二個評估器，其中架構成根據該等調變符號評估導出一頻道係數矩陣，及其中根據該頻道係數矩陣導出該第一個矩陣。

42. 如申請專利範圍第40項之接收器單元，其中該等傳輸頻道特徵評估包括信號/雜訊比(SNR)評估。

43. 如申請專利範圍第40項之接收器單元，尚包括：

一個或多個解調變元件，其中將每一個解調變元件架構成根據一特殊的解調變計畫接收和解調變一個別之調變符號評估流，以提供一解調變符號流。

44. 如申請專利範圍第43項之接收器單元，尚包括：

一個或多個解碼器，其中將每一個解碼器架構成根據一特殊的解碼計畫接收和解碼一解調變符號流，以提供解碼資料。

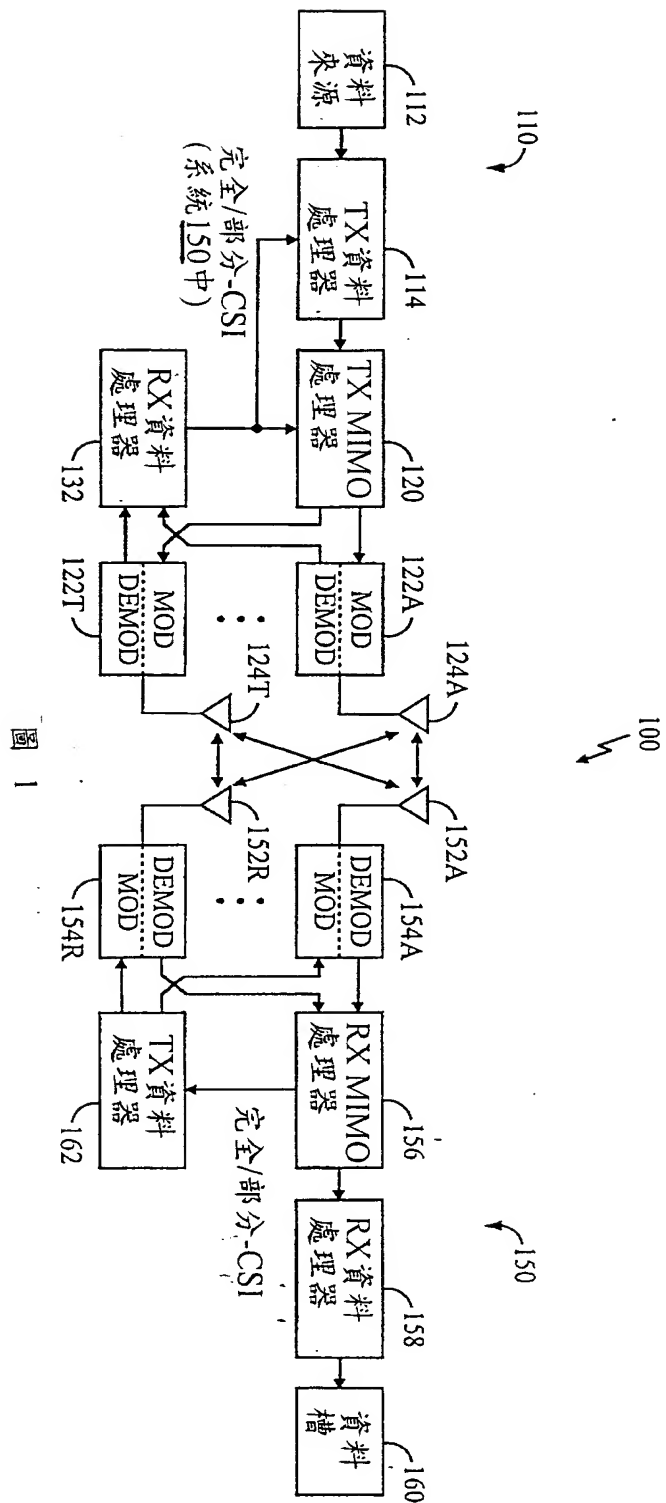


圖 1



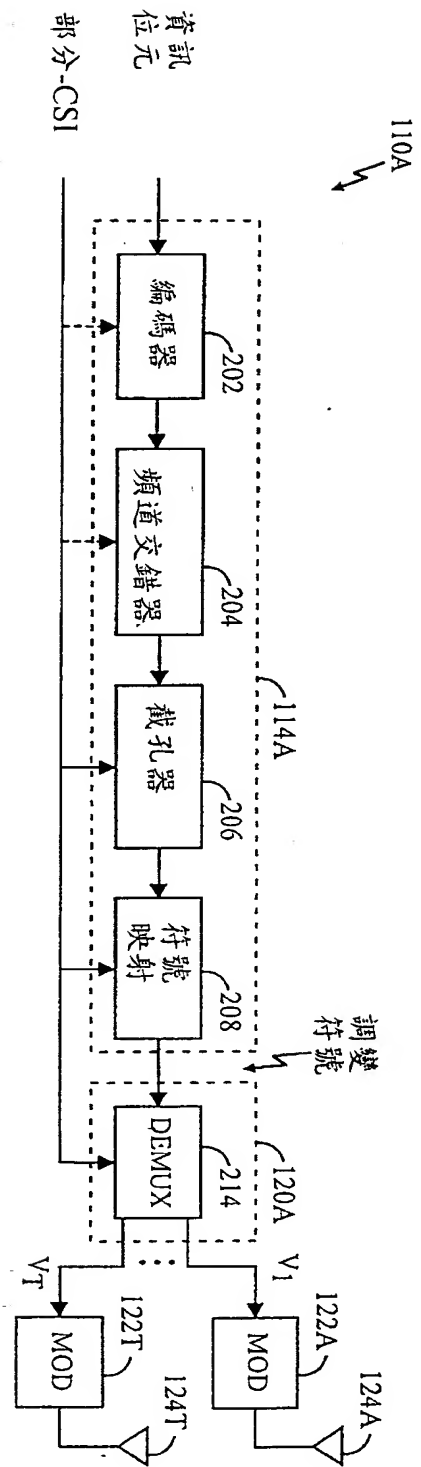


圖 2A

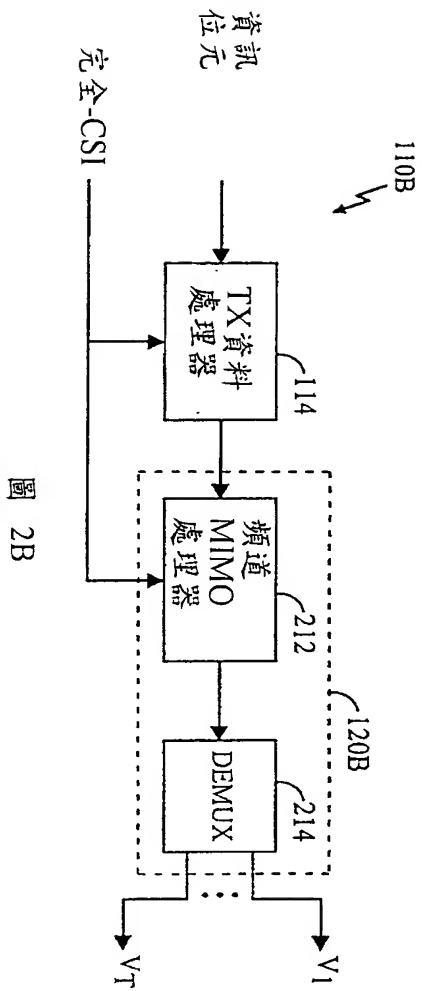


圖 2B

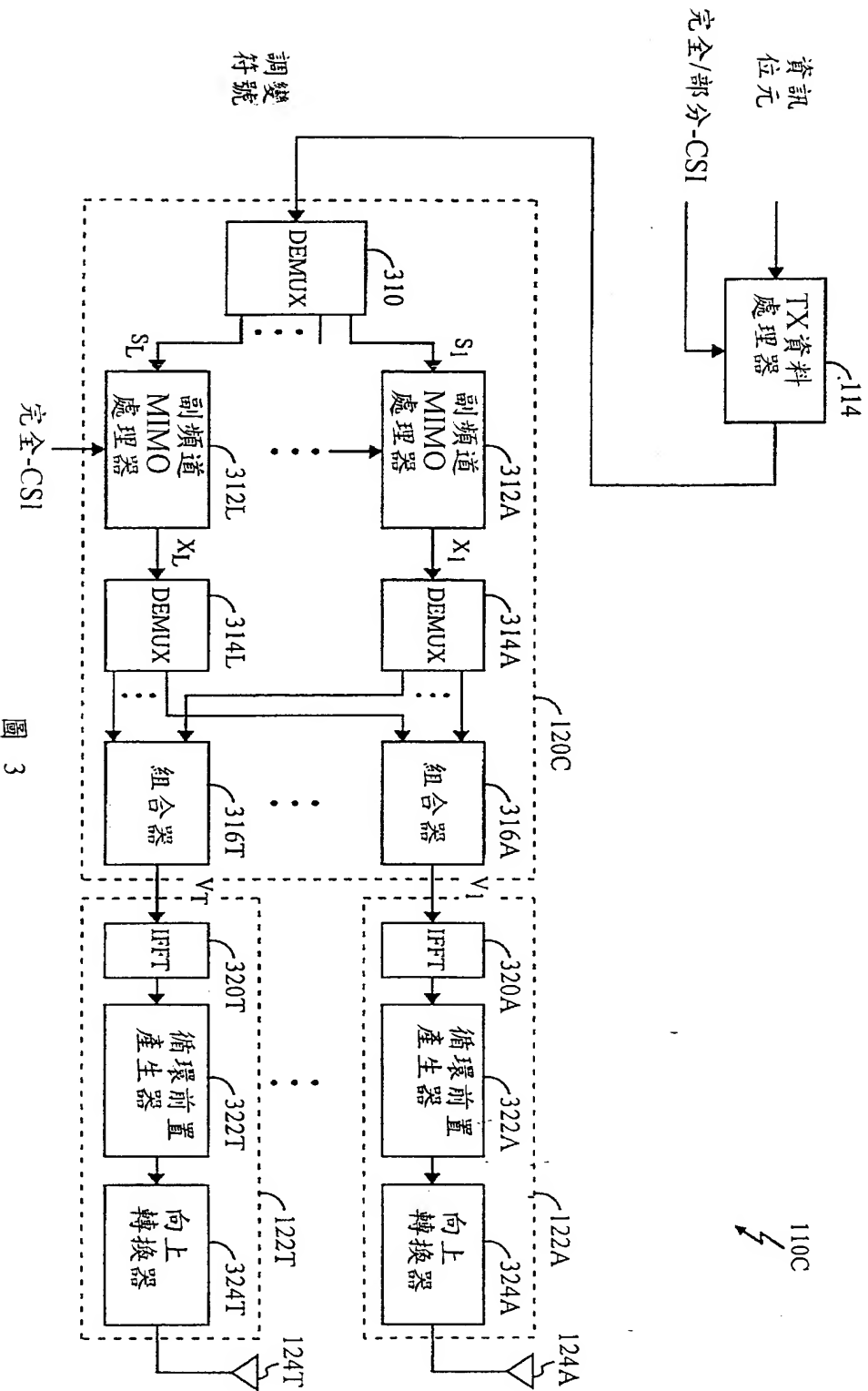


圖 3

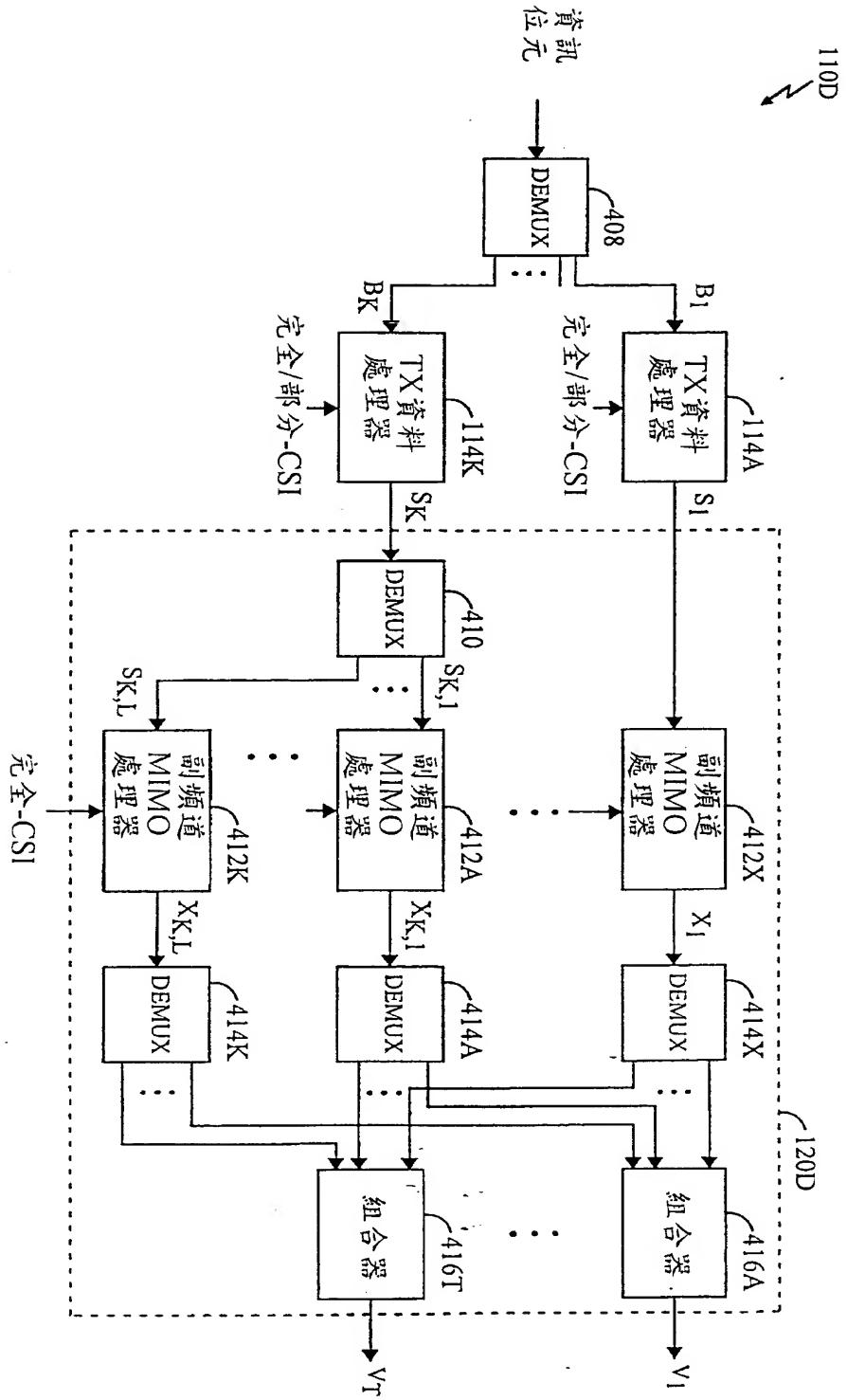


圖 4

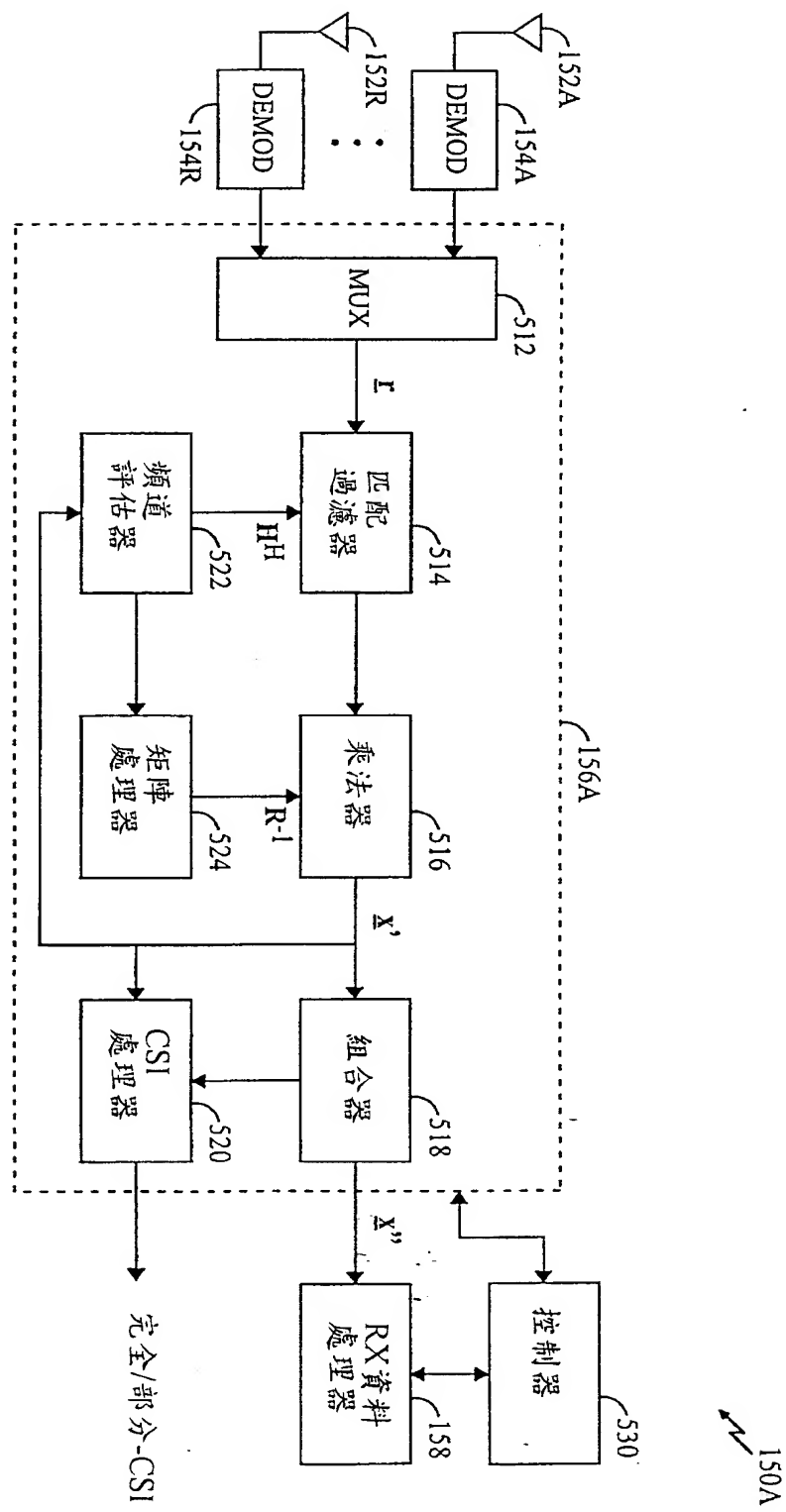


圖 5

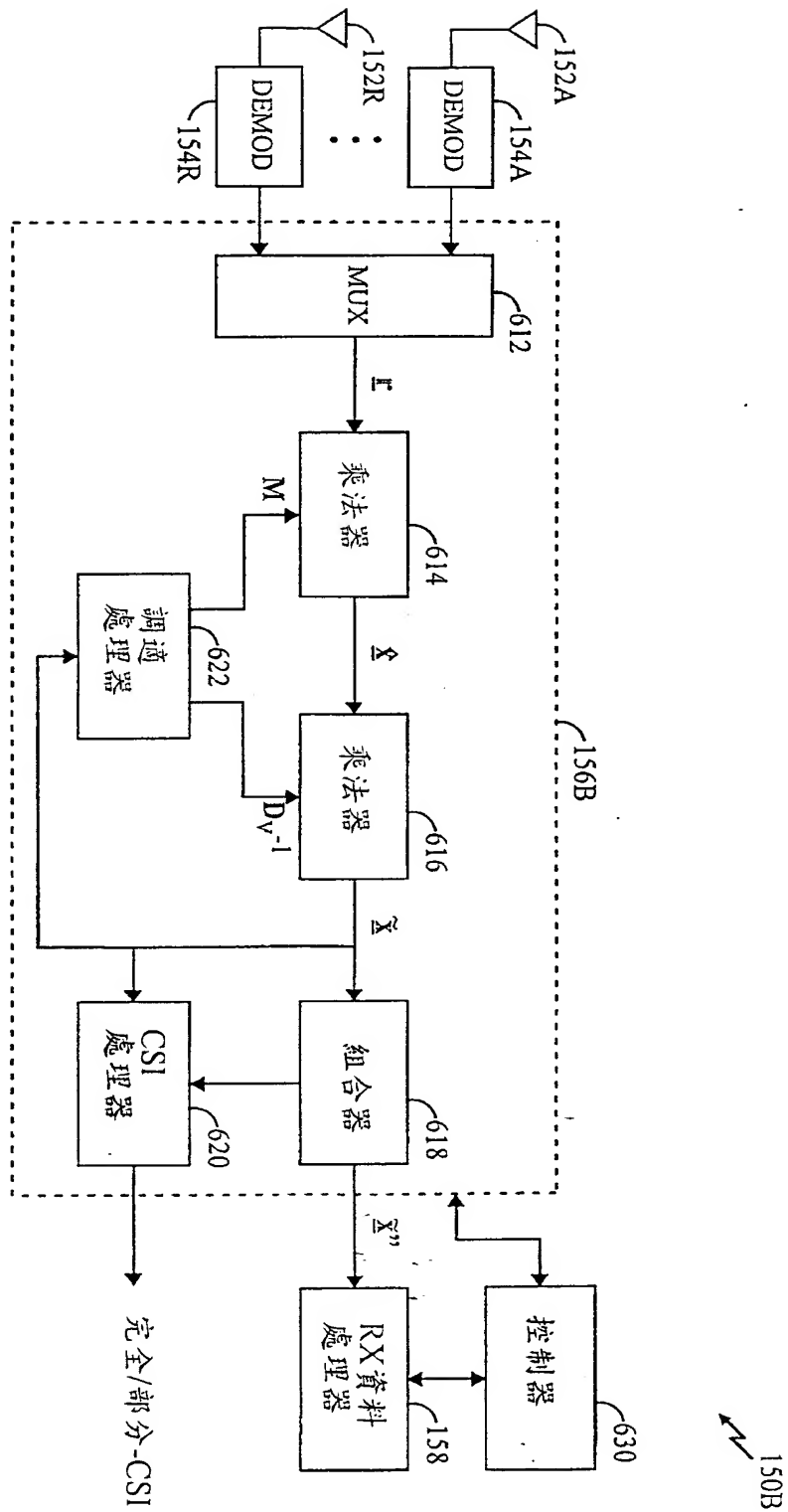


圖 6

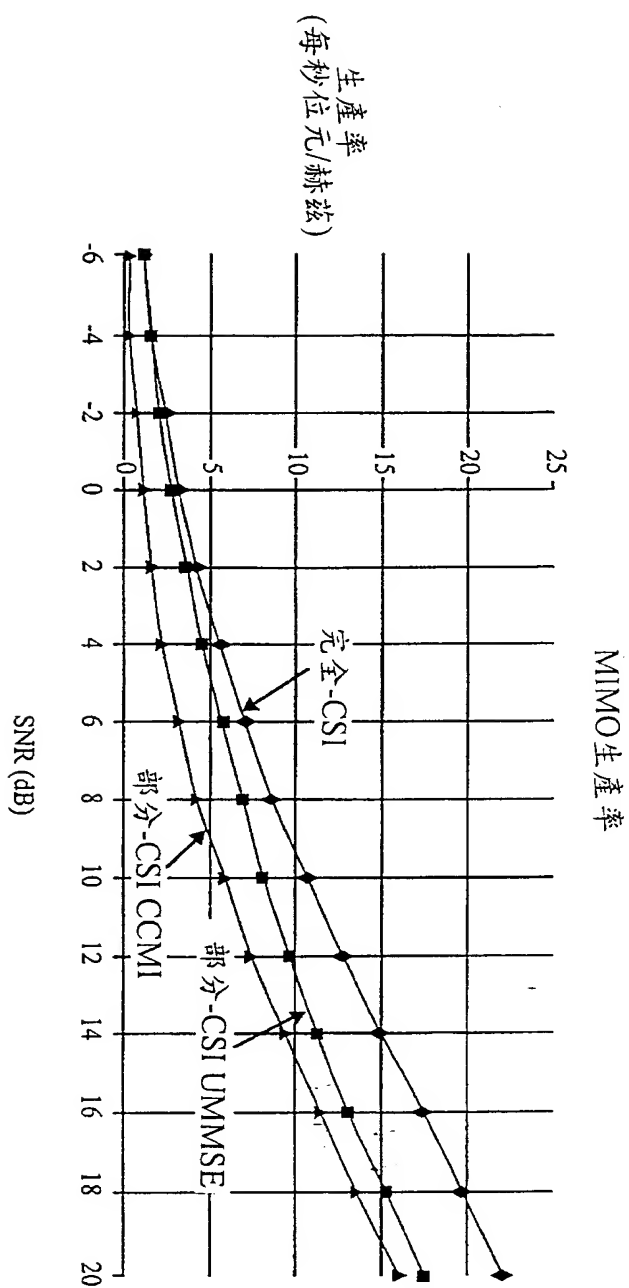


圖 7A

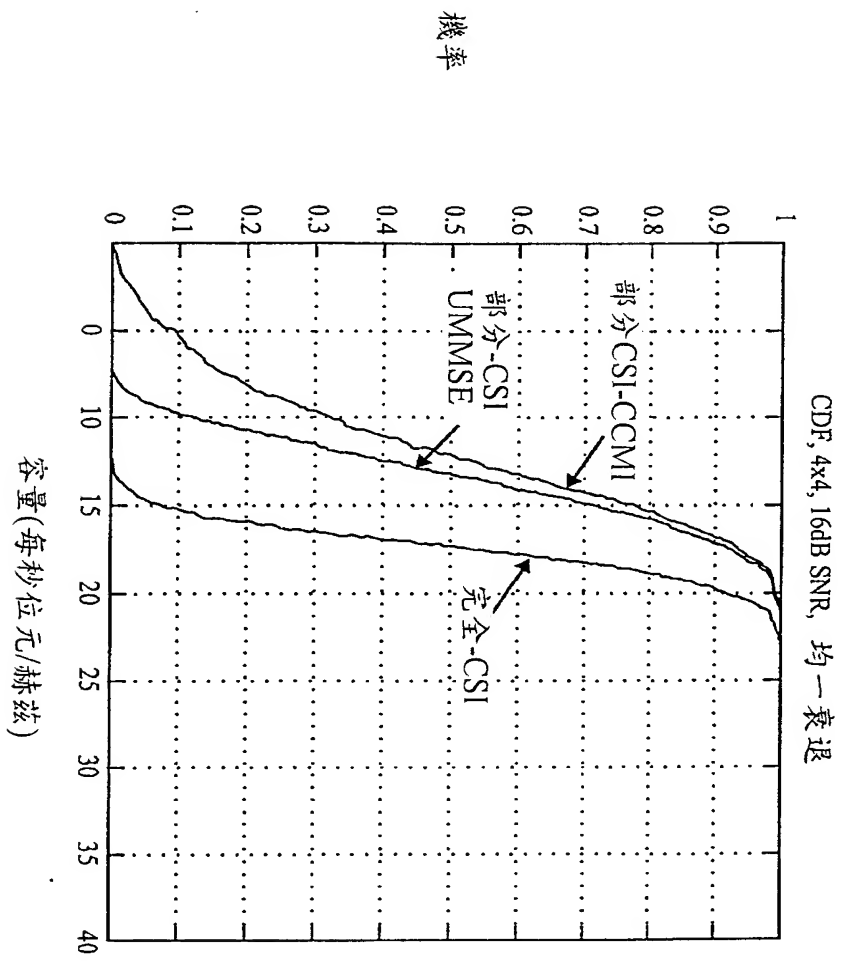


圖 7B

## **Method and apparatus for mobile platform reception and synchronization in direct digital satellite broadcast system**

Patent/Publication Number 545006

Issued/Publication Date 2003/08/01

Application Date 2001/02/27

Application Number 090104466

IPC H04J-011/00;H04J-004/00;H04B-007/212;H04L-027/06;H04B-001/04

Inventor CAMPANELLA, S. JOSEPH US

Applicant WORLDSPACE MANAGEMENT CORPORATIONUS

Priority Number 20000229 US 20000185701P 20000818 US 20000640686

### **Abstract**

A satellite system employing time diversity and a single frequency network of terrestrial re-radiation stations is provided wherein each terrestrial re-radiation station inserts a delay into a terrestrial signal. The delay allows the time of arrival of the early time diversity signal at the center of terrestrial coverage to coincide with the arrival of the corresponding late time diversity signal, thereby improving hand-off between terrestrial and satellite signals at a receiver. The delay also adjusts for distance differences between each terrestrial re-radiation station and the satellite and between each station and the center of the terrestrial coverage region. This adjustment optimizes the TDM-MCM reception by synchronizing at the center of the SFN the phase of the MCM signals re-radiated from the re-radiating stations of the SFN. The delay also compensates for the processing delay encountered when converting a satellite LOS TDM stream into a multicarrier modulated stream for transporting the satellite LOS TDM stream to user receivers and for the diversity delay between the early and late signals.



申請日期 90-2-27

案號：90104466

類別：

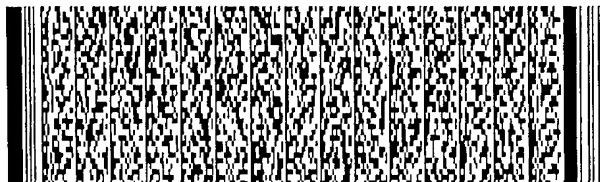
F(4) 11/00, (H04) 1/00, H04B 7/12, H04L 27/06, H04B 1/00

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

545006

一、 發明名稱	中文	直接數位衛星播送系統中之行動式平台接收和同步方法及裝置
	英文	Method and Apparatus for Mobile Platform Reception and Synchronization in Direct Digital Satellite Broadcast System
二、 發明人	姓名 (中文)	1. S. 約瑟·坎帕內拉
	姓名 (英文)	1. S. Joseph Campanella
	國籍	1. 美國
	住、居所	1. 美國馬里蘭州蓋瑟士堡市維特斯頓圓環18917號
三、 申請人	姓名 (名稱) (中文)	1. 沃德斯帕管理公司
	姓名 (名稱) (英文)	1. Worldspace Management Corporation
	國籍	1. 美國
	住、居所 (事務所)	1. 美國華盛頓特區N. W. 北街2400號
	代表人 姓名 (中文)	1. 唐納·J·佛里克
	代表人 姓名 (英文)	1. Donald J. Frickel



本案已向

國(地區)申請專利	申請日期	案號	主張優先權
美國 US	2000/02/29	60/185,701	有
美國 US	2000/08/18	09/640,686	有

有關微生物已寄存於

寄存日期

寄存號碼

無

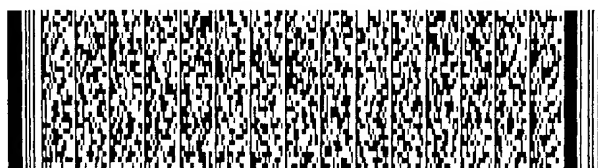


四、中文發明摘要 (發明之名稱：直接數位衛星播送系統中之行動式平台接收和同步方法及裝置)

一種衛星系統，採用時間分集及提供一地面再發射站單一頻率網路，其中每一地面再發射站在地面信號中插入一延遲。此延遲允許地面涵蓋區域中心之先到分集信號到達時間與對應晚到分集信號之到達重合，以改善地面與接收器衛星信號之間的換手。此延遲亦可調整每一地面再發射站與衛星之間及每一站與地面涵蓋區域之間之距離差異。此調整可使TDM-MCM接收最佳化，即在SFN中心同步自SFN再發射站再發射之MCM信號的相位。此延遲亦可補償，當轉換一衛星LOS TDM流成為一多載波調變流，以傳送衛星LS TDM流至使用者接收器時，所遭遇的處理延遲及先到與晚到信號之間的分集延遲。

英文發明摘要 (發明之名稱：Method and Apparatus for Mobile Platform Reception and Synchronization in Direct Digital Satellite Broadcast System)

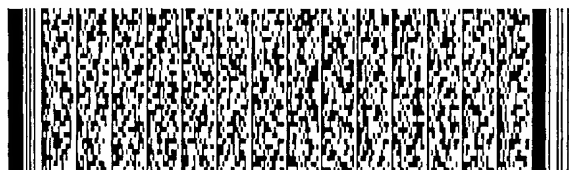
A satellite system employing time diversity and a single frequency network of terrestrial re-radiation stations is provided wherein each terrestrial re-radiation station inserts a delay into a terrestrial signal. The delay allows the time of arrival of the early time diversity signal at the center of terrestrial coverage to coincide with the arrival of the corresponding late time diversity signal, thereby improving hand-off between terrestrial and satellite signals at a



四、中文發明摘要 (發明之名稱：直接數位衛星播送系統中之行動式平台接收和同步方法及裝置)

英文發明摘要 (發明之名稱：Method and Apparatus for Mobile Platform Reception and Synchronization in Direct Digital Satellite Broadcast System)

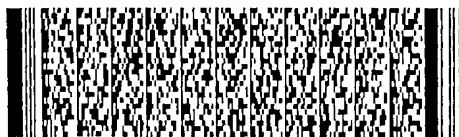
receiver. The delay also adjusts for distance differences between each terrestrial re-radiation station and the satellite and between each station and the center of the terrestrial coverage region. This adjustment optimizes the TDM-MCM reception by synchronizing at the center of the SFN the phase of the MCM signals re-radiated from the re-radiating stations of the SFN. The delay also compensates for the processing delay encountered when converting a satellite LOS TDM stream into a



四、中文發明摘要 (發明之名稱：直接數位衛星播送系統中之行動式平台接收和同步方法及裝置)

英文發明摘要 (發明之名稱：Method and Apparatus for Mobile Platform Reception and Synchronization in Direct Digital Satellite Broadcast System)

multicarrier modulated stream for transporting the satellite LOS TDM stream to user receivers and for the diversity delay between the early and late signals.



## 五、發明說明 (1)

詳細說明

本申請案主張於2000年2月29日提出之美國暫時申請序號60/185,701之優先權。

**【相關申請案之交互參考】**

相關主題揭示於美國專利申請序號09/058,663, 1998年4月10日(放棄), 其主張1998年3月27日提出之美國暫時專利申請序號60/079,591之優先權;及1998年7月10日提出之國際PCT申請號碼PCT/US98/14280, 每一申請案的整個內容併此說明供參考。

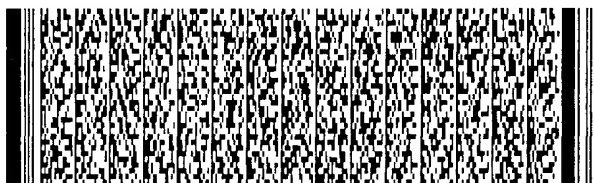
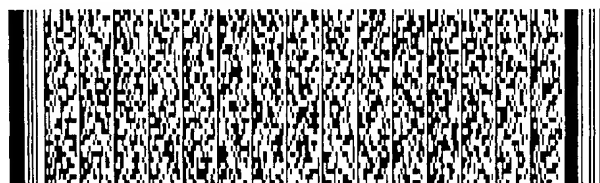
**【發明之範圍】**

本發明係關於一種方法及裝置, 用以接收及同步, 使用視線(LOS)衛星單獨接收之直接數位衛星廣播系統, 或LOS接收與地面再發射。

**【發明背景】**

目前存在之系統接收器提供地面及/或衛星數位音訊無線電服務(DARS), 主要受到阻擋, 陰影及多路徑效應的影響, 造成信號品質嚴重劣化, 如多路徑造成之信號衰減及符號間干擾(ISI)。這些對廣播頻道與接收器的影響與位置及頻率關係密切, 特別是都會區或常見衛星視線(LOS)信號阻擋之高地地形區域。

信號阻擋在攜帶式及移動式接收器來說, 經常發生於發射器與接收器之間的實體妨礙。行動式接收器, 例如, 在通過隧道或建築物或樹林附近, 即會阻礙視線(LOS)衛星信號接收。其他在多路徑信號反射與所要信號大小相近時



## 五、發明說明 (2)

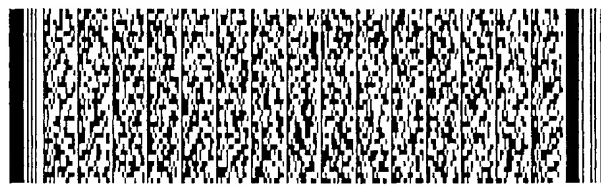
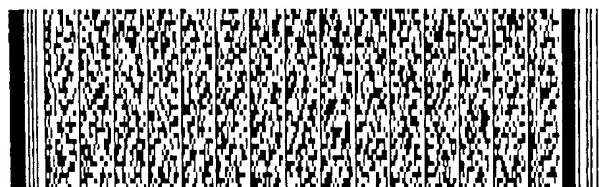
亦會造成抵銷而無法提供服務。

在衛星直接下方的位置(以下稱副衛星點)實質有最大的LOS正視角度，而與副衛星點距離遠之位置實質有降低之LOS正視角，因此會增加其阻擋及陰影的機率。室外接近副衛星點的位置通常其LOS接收較無阻礙。故對可能阻礙LOS信號之地面再發射的需要最小。當衛星LOS正視角小於約 $85^{\circ}$ 時，高建築或地形高度(即30米大小)的阻礙即變得顯著。以填充空隙之地面再發射對行動無線電及靜態與攜帶無線電，達到滿足的涵蓋區域即有需要。在建築高度或地形妨礙較低的地區(即小於10米)，阻擋即並不明顯，除非與副衛星點的距離超過1400公里，如此LOS正視角即變成小於 $75^{\circ}$ 。與副衛星點相距6300公里，正視角降為 $25^{\circ}$ ，需要地面再發射衛星信號即明顯增加。

故在一或多個廣播衛星涵蓋區域內之中高緯度位置，即需要地面再發射才能達到適當的無線電接收。要成功施行接收直接LOS衛星信號行動式無線電及其同一信號地面再發射的組合，在接收地需要接近相對同步及衛星直接LOS信號與其地面網路中繼的組合。而且，在接收地亦需要各種地面站信號再發射信號中之接近同步。

**【發明概述】**

上述缺點之克服及許多優點可經由以下組合達成，即組合衛星直接LOS時間分集信號，或衛星直接LOS時間及空間分集信號，以及由地面站接收衛星直接LOS信號，再以地波再發射至城市及其郊區之再發射地面分集信號。如此，



## 五、發明說明 (3)

直接LOS衛星時間或時間與空間分集信號可與正確延遲衛星直接LOS信號之地面再發射信號一起接收。因此，行動式接收器可行經衛星直接LOS信號普遍之地區，或地面再發射信號普遍之城市及其周圍郊外，或在兩種類型地區之間轉換，不致中斷其接收。要達成主要完整的連續，衛星直接LOS信號與再發射地面信號的到達時間須同步於10毫秒內。

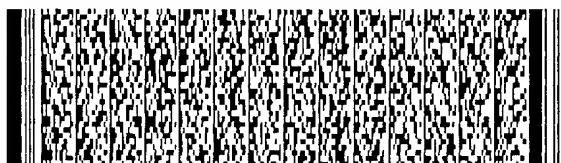
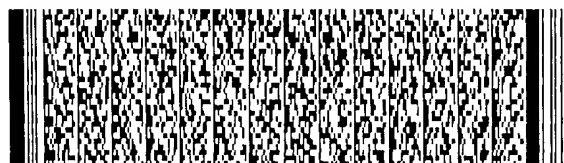
根據本發明態樣，界定地面再發射站群之涵蓋範圍中心。由於多數地面再發射站每一站的發射信號係經校正，用以補償每一個地面再發射站及涵蓋範圍中心附近之間的距離差異。

根據本發明另一態樣，衛星信號自地面站再發射係經校正，以補償各地面再發射站之衛星先到信號到達時間的差異。

根據本發明另一態樣，自地面再發射站發射之信號係經校正，以補償在地面再發射站利用衛星信號產生地面信號造成的延遲。

根據本發明另一態樣，到達地面再發射站之分時多工資料流符號係經調整，使其與多載波調變/分時多工波形之多載波調變符號一致。

根據本發明另一實施例，至少一近似的涵蓋範圍中心附近係界定於地形分離之該地面再發射站之選擇數量中。以測定每一選擇數量地面再發射站與涵蓋範圍中心附近之間之個別距離差異。然後校正地面信號以補償在使用者終端





## 五、發明說明 (4)

所選擇數量地面再發射站發射之地面信號到達的不同時間，此種時間差異係因個別選擇數量地面再發射站與涵蓋範圍中心附近之間的距離差異所產生。

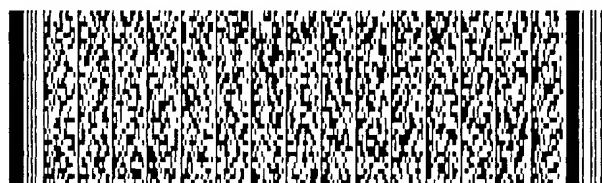
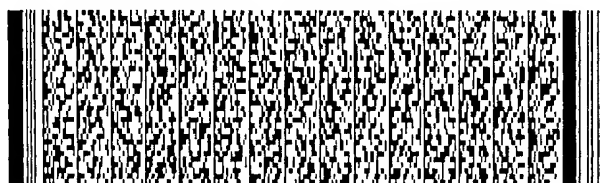
根據本發明另一實施例，一種使用於地面再發射站之裝置，用以接收一分時多工資料流，包含符號，每一該符號對應所選擇數量之資料流位元。一處理裝置連接於接收裝置，用以定位資料流之主框前文。處理裝置將TDM資料流符號轉換為個別之OFDM副載波，以產生一分時多工/多載波調變(TDM-MCM)波形，包含多載波調變符號，各具有一選擇數量副載波用以傳送TDM波形之時序符號。處理裝置採用TDM主框前文，或另外分布於整個TDM框之獨一碼，以便使資料流符號與個別多載波調變符號中副載波之每一對應同步。

根據本發明另一實施例，每一再發射發射器再發射一高功率TDM-MCM信號，即自高度夠的塔台天線以地波傳播於城市或自山上或沿馬路，可到達1至20公里的適當距離。

本發明各種態樣，優點及新穎特性可由以下附圖詳細說明而更明瞭。

**【較佳實施例之詳細說明】**

衛星通訊系統可採用時間分集，或時間及空間分集組合，移走不要的阻擋，陰影，衰減多路徑。例如，一時間分集通訊系統可發射單一直接LOS資料流之先到及晚到衛星信號(即信號之一相對另一信號延遲一選擇時間)。或者，一時間分集通訊系統可經由個別之兩直接LOS資料流發射



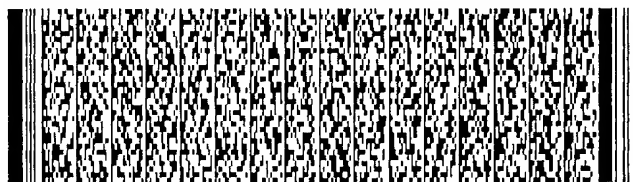
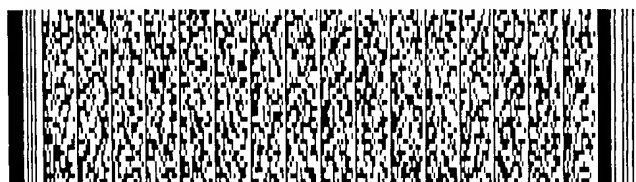
## 五、發明說明 (5)

先到及晚到信號。先到及晚到之時間期間係由因阻擋而停止服務期間來測定。此處之實驗證據可用來導出所需延遲。而且，兩直接LOS資料流可由空間分離之兩衛星個別發射，以施行空間分集及時間分集。在此兩情況中，非延遲頻道係在地面再發射發射器及/或在接收器處延遲，使先到及晚到頻道能建設性的組合。

上述直接LOS衛星分時施行可與地面再發射站網路組合，克服城市中心及都會區因建築，橋樑及隧道阻擋而經常無衛星直接LOS接收之問題。一地面網路可包含一至任何數量之站台，以達成所要的涵蓋範圍。使用直接衛星信號地面再發射，本發明可提供衛星TDM信號至多載波調變波形的變換，這對地波傳播之中心商業區及其周圍都會區的多路徑環境具有抗拒及強韌性。本發明提供裝置用以在地面再發射網路上以重複衛星信號同步及組合衛星直接LOS信號，當行徑衛星單獨涵蓋範圍，地面加強城市涵蓋範圍時，及當轉移於此兩類區域時，達成連續，不中斷的接收。

產生地面信號須將接收自衛星之TDM資料符號流變換成多載波調變波形，即藉IFFT轉換達成，其中TDM流資料符號係同步及精確的指定給個別的TDM-MCM副載波，所有地面信號頻率網路的地面再發射站皆使用相同方式。TDM-MCM波形係公知對多路徑具有抗拒性，且在視線接收遭到嚴重阻擋的地區仍能產生強韌接收。

#### 1. 經由衛星視線之行動式接變



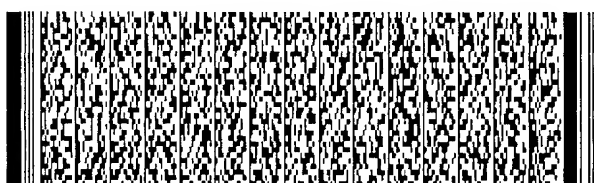
## 五、發明說明 (6)

信號利用電磁波直接傳送於衛星發射器與行動式接收器之間係由以下定址。如前述，在接收器處的信號阻擋可能因發射器與接收器之間的實體阻礙而造成。另外，停止服務可能因信號衰減，抵銷及載波相位擾動。行動式接收器，例如，在通過隧道或行經建築物附近或阻礙視線(LOS)信號接收之樹林時，遭遇實體阻礙的阻擋。另一方面，停止服務可能因信號抵銷，衰減及載波相位擾動造成，即當多路徑信號反射干擾大到與所要信號相當時即會發生停止服務。

衛星通訊系統可採用單獨時間分集，單獨空間分集，或時間與空間分集一起，移開直接視線阻擋，陰影及多路徑衰減等不要之影響。例如，如圖1a示，單獨時間分集衛星通訊系統10可藉衛星14發射單一直接LOS資料流12同一信號的先到及晚到特別式樣(即，晚到信號係先到信號延遲一選擇時間之複製。)另外，如圖1b示，單獨時間分集通訊系統10可藉衛星14，發射一LOS資料流18僅傳送先到信號或另一LOS資料流僅傳送晚到信號。

一衛星通訊系統組合空間與時間分集，如圖2示。兩直接LOS資料流16與18可由空間分離之兩衛星14與20，其距離足以施行空間分集，個別加以發射。時間分集可由各資料流之先到及後到相伴信號的混合傳送，或由一資料流傳送所有先到信號及由另一資料流傳送所有後到信號。

圖1a，圖1及圖2任何一種系統組態，非延遲信號(即先到衛星信號)係在接收器22延遲，使其能與其後到相伴信



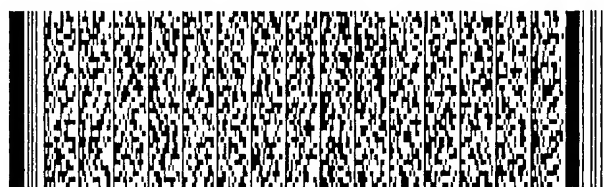
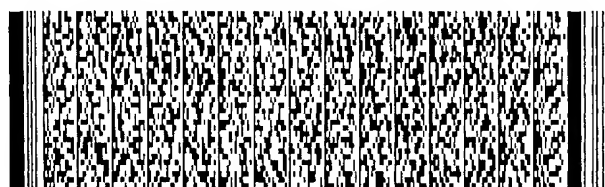
## 五、發明說明 (7)

號同步組合成一信號。以下說明執行此種組合之最大機率方法。

圖1a，圖1b及圖2之信號宜廣播載有個別廣播節目之頻道(BCs)。個別廣播節目係指定給兩廣播頻道。一廣播頻道載有未延遲之廣播節目(即所稱之先到)。第二頻道載有相同廣播節目，但有延遲(即後到)。這些先廣播頻道可視為載有相伴信號，其中一頻道係載送於一傳送載波，另一頻道則同時載送於相反的傳送載波上。

參考圖1a之衛星信號12，一系統10接收器僅採用一衛星14之直接LOS流作為時間分集，僅需接收一時間分集多工(TDM)載波來施行此工作模式。要這樣做，接收器即使用一RF部來接收TDM載波。在此種情況，每一行動式廣播節目，兩直接LOS行動式接收廣播頻道係在同一TDM流中送出。TDM載波框內每一廣播頻道符號係與其他廣播頻道一起時間分集多工33。一廣播頻道載有一先到信號，及另一廣播頻道載有一後到信號。此程序提供接收器22之時間分集，例如，以提供交通工具沿公路移動之動態阻擋事件中，一連續不中斷的接收功能。

參考圖1b之衛星信號16與18，一系統10回復兩TDM流27及多工，並解碼這些TDM流之適當廣播，一接收器22係用來接收並處理兩TDM衛星載波。要如此做，接收器22須有一RF部能接收兩衛星TDM載波。使用具有足夠頻寬之單一RF部接收兩RFTDM載波。此種設計特別可應用在兩TDM載波配置於其頻譜內時，使其互相相鄰。但兩載波也可能出現



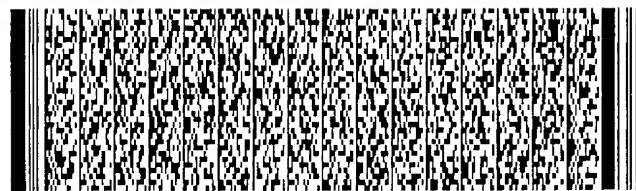
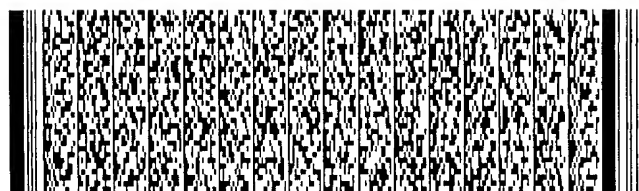
## 五、發明說明 (8)

須在其頻譜位置中分離以產生單一RF部的情況。在此種情況中，兩分離及獨立RF部須正確定位並施行，才能接收到兩載波。此種一RF部的配置稱為單臂衛星接收器，而兩RF部的配置則稱為雙臂衛星接收器。

先到及後到信號之間的時間及期間係由要避免停止服務的期間測定。停止服務期間係由阻擋物的分布與大小來測定。在城市中，阻擋物大部分係各種高度的建築物及街道的阻礙。在郊外地區，阻擋物可能為樹林的側擋及覆蓋公路或鄉間小路。在兩種情形中，橋與隧道必須要考慮。以下將參考圖3說明以調查資料適當選擇城市及公路的延遲數值。

先到及後到信號之間的延遲時間宜為系統參數，此參數係LOS阻擋物之實體分布及車輛速度的函數。車輛以一般速度(30至60mph)行經典型郊外公路之延遲數值選擇係選擇夠涵蓋阻擋物分布之長度。延遲數值宜有足夠期間來消除97至99%所遭遇之阻擋，但不可過長，甚至涵蓋接收器構造(以避免使接收器複雜化及/或成本超出市價)。此種阻擋期間的例子，一車輛以30mph通過50呎寬橋下為例，LOS至衛星的阻擋為1.136秒，其後到信號的延遲至少等於此數值。

郊區公路的阻擋量測，如Lutz et al.，"Land Mobile Satellite communications-Channel Model, Modulation and Error Control"，於1986年5月12-16日於ICDSC-7國際會議期間數位衛星通訊所做的報告。利用其中資料繪出

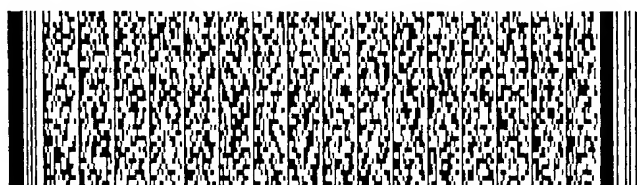


## 五、發明說明 (9)

阻擋對衰減深度餘裕的比例圖，例如橋，路邊構造，建築物及樹林的混合阻擋。資料如圖3所示，一衰減深度餘裕12dB，延遲時間在2至8秒之間。衰減深度餘裕係指自衛星到達信號準位與不可接受信號之間的差異。故若衛星信號夠強達到衰減餘裕12dB，由圖3知，6至8秒的延遲時間可提供時間分集接收的近似最大利益。

另外加強行動式情況衛星信號接收的裝置係一交織器。此交織器的目的係在排除位元叢波或符號錯誤，即多路徑扁平衰減及/或長阻擋造成之傳輸畸變，以消除前向錯誤校正編碼器30及其互補最大機率編碼器28組合之錯誤校正作用。即透過重新排序發射器訊息位元或符號的發生時間，以便將其隨機及均勻分布於等於交織器期間之時窗中。如此可使輸入訊息相鄰位元或符號彼此儘可能分離。若交織訊息位元或符號在其傳送至接收器時發生錯誤叢波，在接收器處之互補反交織器可回復散布於整個交織器時窗之錯誤位元或符號之原順序，使其以錯誤位元短叢波隨機分布出現於FEC解碼器，由FEC解碼器容易的加以校正。在FEC編碼器及解碼器的組合中使用此種交織器，可組成由上述系統送出之訊息或信號，端對端傳送，所使用的處理組件。此交織器係保持定位於發射器24FEC編碼器30之後及接收器22FEC解碼器28之前。其時窗期間範圍在一至多數TDM框之間。

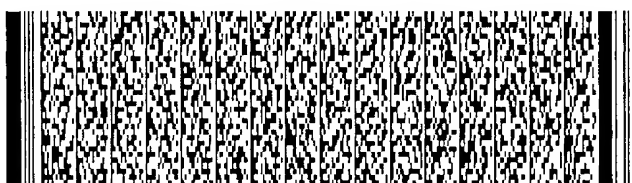
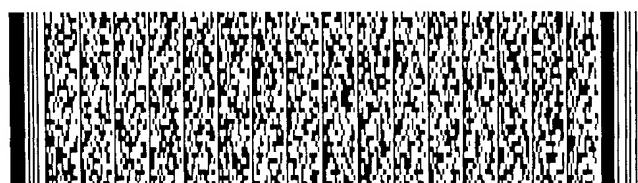
交織器可以使用交錯交織器式樣。一交錯交織器包含一對交織器，工作於一對訊息位元流上，使每一交織器載有



## 五、發明說明 (10)

每一訊息流一半的位元。訊息流位元係假性隨機及均勻分開及排序。例如，交織器輸入接受成對之訊息流。交錯交織器作用於位元以產生兩輸出交錯交織器流。交織器可使每一輸入訊息流之位元，以假性隨機方式，在兩輸出交錯交織流之間分開。而且，位元在每一對交錯交織器流中，彼此要儘可能分開遠一點。每一交錯交織器流傳送每一輸入訊息內含的一半。每一流係傳送於不同及變化的路徑中。當與一母迴旋編碼器組合使用時，其輸出即穿入兩訊息流中形成交錯交織器的輸入，及一Viterbi編碼器(利用迴旋編碼器匹配母編碼器)，輸入至母迴旋編碼器之訊息位元流即以最大機率方式回復於Viterbi解碼器的輸出端。此程序可消除叢波傳送位元錯誤，即行動式接收器在直接LOS衛星接收路徑所遭遇到之阻擋，陰影及多路徑衰減所造成者。

為最佳化行動式接收，晚到廣播信號及延遲先到廣播信號係儘量精確調整，使其與對應符號重合。延遲接收之先到廣播信號之數值與晚到廣播信號在發射器24之延遲34相同有助於其調整。圖1a與1b各說明有關之端對端原理。在接收器22處，兩廣播信號的符號與符號對齊係利用一固定延遲26使其儘可能精確，即使先到信號之對齊在少於一半廣播信號框周期的一半以內，然後以可變延遲調整，將服務控制標題(SCH)前文同步於先到及後到廣播信號的符號。SCHs係說明於共同授權美國專利申請序號09/112,349中，於1998年7月8日提出申請，併此供參考。此種先到及後



## 五、發明說明 (11)

到廣播信號的符號對齊可讓到達接收器Viterbi解碼器28之後信號的符號達成最大機率組合。

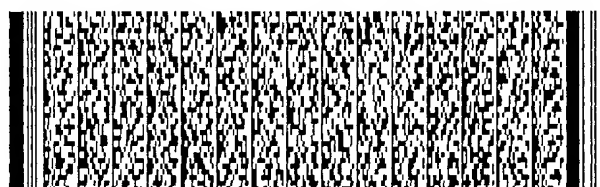
先到及後到信號的最大機率組合係在發射器24處自迴旋編碼器30導出並將其輸出分成先到及後到時間分集信號。一公知穿入程序可完成分開，如圖示32所示。較佳之穿入含選擇先到信號迴旋母編碼位元的一半，及後到信號位元的另一半。組成每一半之精確位元係以最佳化整個端對端位元錯誤性能的方式加以選擇。在接收器處，利用軟決定Viterbi解碼器適當同步廣播流先到及後到部分的軟決定

重組合可達成最佳化的最大機率組合。此再組合利用信號雜訊比預測每一再組合位元，以產生最大機率組合結果。

或者，利用相對簡單的切換取代先到及後到廣播信號的最大機率組合。在此情況，接收器22切換於先到及後到廣播信號之間。接收器22宜輸出後到廣播信號，除非後到廣播信號遭阻擋。當其遭阻擋時，接收器22則切換至延遲先到廣播信號。對齊係使用適當延遲以確保接收器22切換於先到及後到廣播信號之間時不會發生時間不連續。信號僅在先到及後到廣播信號同時受到阻擋時才會失掉。此種現象僅在同時阻擋的期間超過先到及後到信號之間的延遲時間才發生。但Viterbi最大機率組合有一明顯的信號雜訊比的優勢，即與簡單切換相比約有4.5dB。

### 1.1 施行一衛星兩直接LOS TDM流之單獨時間分集

供行動式接收之兩TDM流係自相同衛星14傳送。一TDM流載有先到廣播信號符號，及另一TDM流載有後到廣播信號





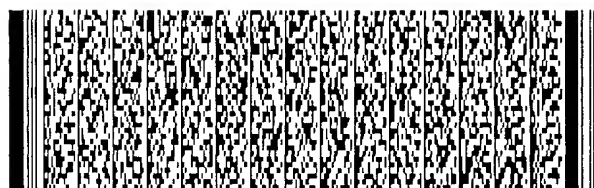
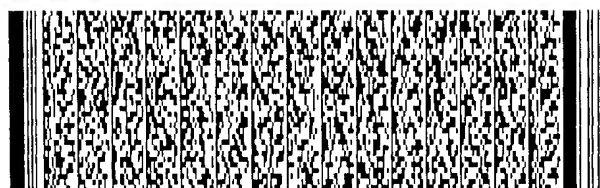
## 五、發明說明 (12)

。廣播信號宜包含複數個廣播頻道(BCs)。供行動式分集接收之BCs數量可自一至全部可使用者中變動。未使用於行動式分集接收之BCs可用來供非行動式固定及攜帶式無線電的傳統非分集LOS服務使用。先到及後到BCs提供行動式接收器的時間分集，以加強移動車輛在遭遇動態阻擋環境中的連續接收使用。載送在兩TDM流中之先到及後到BCs之間的延遲時間34係系統參數，以上述載送於相同TDM流之先到及後到BCs的相同方法測定。

在接收器22處，一對BCs，一自後到TDM流及另一自延遲先到TDM流，係以上述圖1a之先到及後到廣播信號的相同方式處理。接收器22接收兩TDM載波以施行此工作模式。

#### 1.2 施行利用兩直接LOS TDM流之時間及空間分集，兩空間分離衛星每一個各一

供直接衛星LOS行動式接收之兩TDM流之傳送係，一流16傳送後到信號及另一流18傳送先到信號。兩空間分離衛星14及20個別之流16及18，如圖2示，用此施行空間分集與時間分集接收兩衛星14及20係在空間充分分開，以提供TDM流兩不同到達路徑。故所提供之空間分集接收，其中之一若遭阻擋，另一個亦遭阻擋的機率不大。一TDM流16載有後到BCs，另一TDM流18則載有先到BCs，以提供接收器22之時間分集，並強化移動車輛在動態阻擋環境中連續接收使用。先到及後到TDM流之間的延遲時間34係系統參數，係由上述一TDM信號解多工之先到及後到廣播信號來測定。



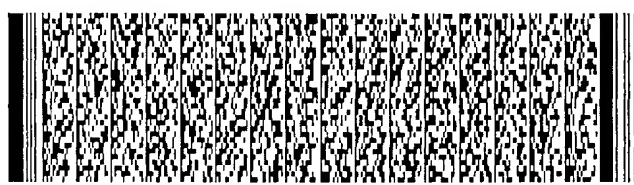
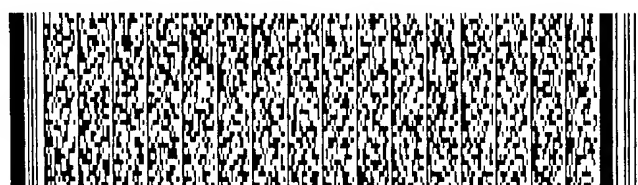
## 五、發明說明 (13)

1.3 施行使用兩直接LOS廣播頻道之時間及空間分集，兩空間分離衛星每一個各一

供直接衛星LOS行動式接收之兩廣播頻道(即一BC傳送後到信號資訊及另一BC傳送先到信號資訊)係由兩空間分離衛星14及20每一個各一送出，如圖2說明。TDM流16及18並不須專屬所有先到或所有後到信號，而是每一個皆能傳送兩個信號的組合。此可施行空間分集及時間分集接收。兩衛星14及20在空間上分離夠遠，以提供TDM流兩不同到達路徑。故可提供空間分集接收的機會，即若一路徑阻擋，另一路徑亦阻擋的機率不大。先到及後到BCs提供接收器22之時間分集，並加強行動車輛在遭遇動態阻擋環境之連續接收。先到及後到TDM流之間之延遲時間34係系統參數，係由上述一TDM信號解多工之先到及後到廣播信號來測定。

在接收器22處，成對廣播信號(即一個載送一後到信號及另一個載送一先到信號)之處理係與上述圖1a與1b所述先到及後到廣播信號之方式相同。接收器22接收兩TDM載波以施行此工作模式。空間分集係以前述時間分集相同處理電路來實施，即由最大機率Viterbi組合處理28同時施行時間分集及空間分集。或者，可使用簡易切換選擇最佳接收品質信號。

由上述，空間分集接收產生係因衛星14之先到廣播信號，衛星20之後到廣播信號，(或對調)及衛星14與20係在不同的空間位置，如圖2示。不同空間位置之達成係，例如



## 五、發明說明 (14)

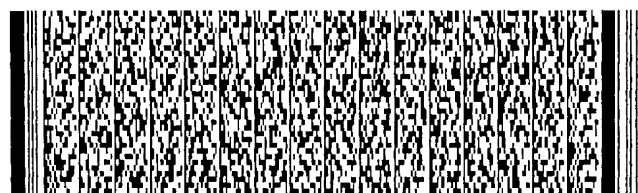
，利用地面同步軌道不同位置的衛星，或兩衛星在不同橢圓軌道相對赤道傾斜，及對其之恒星日相適當地定時，以提供對目標區連續的空間及時間分集涵蓋範圍。在後者的情況中，可利用高度傾斜橢圓軌道中之三或四個衛星，例如，一次使用兩個以達成高緯度之空間分集。

## 2. 衛星視線阻擋之接收器地面再發射

以上任何一個直接LOS衛星分集的施行可與地面再發射發射器(圖4)網路36組合，用以在無衛星直接LOS接收之市區及郊區位置，克服因建築物，橋樑，隧道造成之阻擋，保持行動式接收器廣播節目信號的無中斷接收。一地面網路36可包含一至任何數量的站台38，例如，以符合城市或公路涵蓋範圍之需要。

行動式接收亦可另有選擇，即使用衛星直接廣播傳送系統，無需時間或空間分集，僅與地面再發射網路聯結即可。此種選擇對衛星波束涵蓋範圍，例如，LOS對衛星之正視角係 $85^\circ$ 或以上且障礙阻擋分散之地區有效。在此種環境下，僅有少數較小且隔離的阻擋區才需要地面再發射。以下說明衛星與地面接收之間的切換臨限。

使用直接衛星信號地面再發射以地面網路中繼最有利，需同步及組合行動式接收器之衛星直接LOS信號。根據本發明，以下說明施行行動式分集接收之同步，使用一或多個直接衛星LOS流，有或者沒有經由地面中繼站網路36之地面再發射。在以下說明中，信號係假設利用時間分集多工加以傳送。但這並不排除使用其他如分頻多工或分碼多

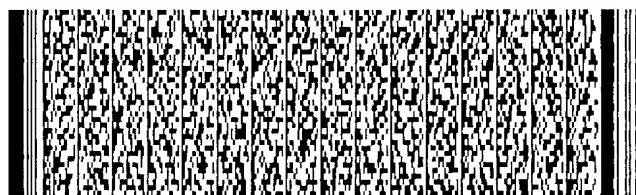
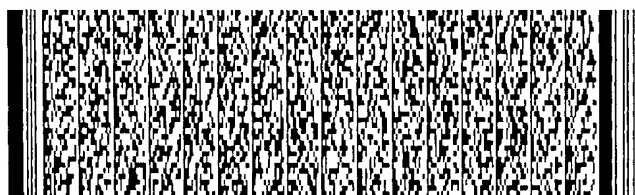


## 五、發明說明 (15)

工之任何多工方法組合的傳送設計。

設置有空間及時間分集之直接LOS衛星載波可使用上述方法於無阻擋及部分阻擋之郊外地區進行使用性高之通訊。但在城市中常見之低，中及高建築會嚴重阻擋LOS衛星接收。故需要一種地面再發射系統，用以強化LOS衛星接收並達成在城市及鄉下高可用性之接收。

要克服LOS阻擋，須提供地面再發射站38網路36於城市的不同位置，如圖4示。每一地面再發射站38發射一可對付多路徑干擾之波形，及中繼直接LOS衛星數位TDM流或TDM流選擇之部分(即廣播頻道)。所有地面再發射站38宜在主要相同的載波頻率上發射。其波形頻寬互相重合，即通常所稱之單一頻率網路。可使用之波形如：1)分時多工多載波調變(TDM-MCM)，使多路徑強化技術，即公知之正交分頻多工(OFDM)來傳送一TDM信號；2)相容性TDM，所發射之TDM波形含有一特別周期性數位串列順序，致能多路徑相容等化器，即經由一關聯器，一多接點延遲線及另外的信號處理電路，串列等化器接頭以便相加性再組合之個別多路徑到達者，以回復發射之波形；及3)分碼多重進出(CDMA)，其中衛星TDM波形係分成如主要速率頻道(PRCs)之組成部分，及這些部分以佔有共用頻道之多重同時CDMA信號再廣播，並在接收器處藉每一PRC單獨配置之數位碼加以個別識別及鑑別。上述PRCs說明如上述共同授權美國專利申請序號09/112,349，於1998年7月8日申請，併此供參考。一TDM廣播波形之BC可分割成如PRCs。



## 五、發明說明 (16)

以下選用一使用TDM-MCM波形之地面再發射實施例。

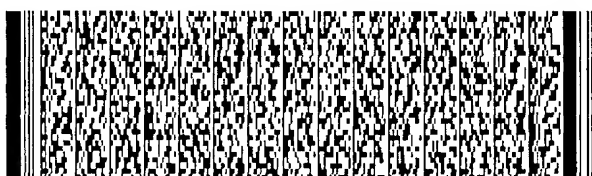
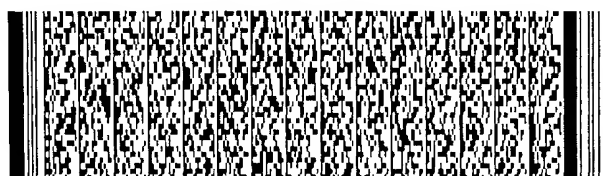
TDM-MCM波形一詞係指以直接接收自衛星之TDM波形數位符號對多載波的調變或MCM符號。此實施例之重要態樣係將TDM-MCM地面再發射波形與接收自衛星的TDM流同步。須知此同步在由衛星送出之TDM波形與任何使用於地面再發射的其他波形之間的同步，須計入衛星與地面再發射站之間及地面再發射站與接收器之間之傳播延遲差異。

### 2.1 施行使用TDM-MCM之地面再發射

不同衛星傳送的選擇是可能的。他們是：1) 自載送無時間或空間分集信號相同衛星之一直接LOS衛星TDM流；2) 自載送先到及後到廣播信號相同衛星之一直接LOS衛星TDM流；3) 自相同衛星之兩直接LOS衛星TDM流（即一流載送後到BCs及另一流載送先到BCs）；及4) 自不同衛星之兩直接LOS衛星TDM流（即一TDM流載送後到BCs及另一TDM流載送先到BCs，或每一流載送先到及後到BCs的組合，其中每一後到BC具有一其他TDM流中之先到同伴）。

在第一種情況，沒有使用時間或空間分集，載送BCs之TDM流係由地面再發射站38利用TDM-MCM波形直接中繼加以接收。在此種情況，於其LOS衛星TDM接收中引進一延遲配合地面再發射路徑遭遇到的處理及傳送延遲。在另外的情況中，TDM流載送先到BCs係由地面再發射站38利用一TDM-MCM波形加以延遲及中繼。

經選擇及載送於TDM-MCM波形之TDM位元流宜載送與自衛星進來之相同內含。或者，由TDM-MCM僅自衛星TDM流中選



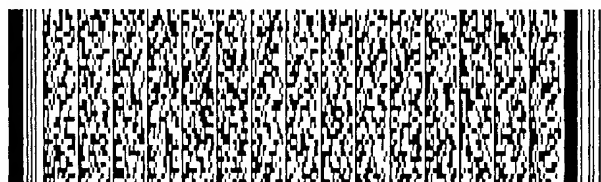
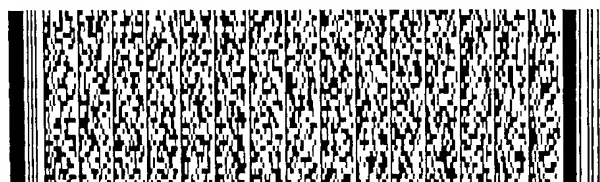
## 五、發明說明 (17)

擇供行動式接收用之BCs。在後者的情況，供行動式服務接收器用之區域注入廣播頻道內含可取代其餘TDM之容量。

根據本發明，有關時間分集接收之組態，在每一地面站插入一延遲，並調整使到達地面涵蓋範圍中心之先到BC的時間與其自衛星相伴之後到BC的到達時間相重合。此延遲包括各站38與衛星之間的距離差異，及各站38與面涵蓋範圍40中心42之間的距離差異，及將LOS TDM流轉換成TDM-MCM流有關的處理延遲。

要達到地面再發射信號與地面涵蓋範圍中心42後到衛星信號的到達時間接近重合，到達地面涵蓋範圍40內及邊緣的時間差異須為最小。因此，當離開或進入地面涵蓋範圍40時，地面及衛星信號之間的"換手"，例如，在所接收之音頻訊號不可有明顯的中斷。此相同之對齊要求，當應用於每一地面中繼站時，使各地面MCM符號的時間與相位重合到達地面涵蓋範圍中心，有最佳化之行動式平台的接收品質。在行動式接收器離開地面涵蓋範圍中心時，MCM的到達時間與相位變成分散。經由設計，分散可大到成為護衛時間，插入至MCM符號典型為60微秒的周期內，允許自涵蓋範圍中心的分離距高達9公里。

根據本發明，每一再發射發射器以地波傳播自高功率的發射器再發射其TDM-MCM。發射之功率準位在稀疏阻擋的小涵蓋範圍為0dBW，在如商業市中心之大涵蓋範圍為40 dBW。信號係自高度足以克服阻擋環境的塔發射，其中要



## 五、發明說明 (18)

納入山丘與高建築物自然地形的考慮。而且，信號係自塔上正確瞄準窄波束天線沿道路發射，其高度以地波足以到達2至16公里。

## 2.2 衛星LOS地面再發射信號之間的換手

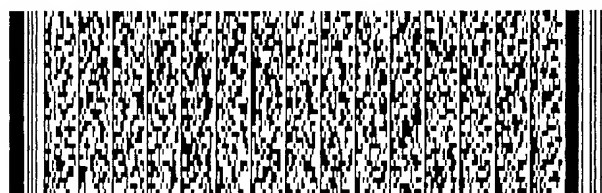
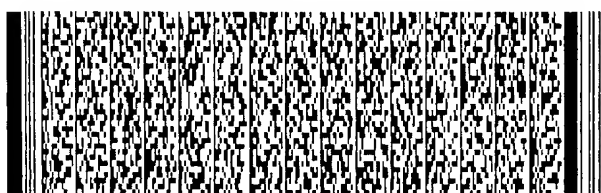
換手係指當行動式車輛在LOS TDM接收衛星及地面TDM-MCM接收地面SFN之間的轉移。有兩種可能執行換手的方法。兩者皆已在前述說明過。一"換手"技術可經由調整對齊地面及衛星BCs的BC服務控制標頭前文來施行(即對齊其關聯波尖)。此程序可精確同步地面及衛星BC符號及施行其最大機率Viterbi解碼器28組合。此種施行可得到透明，無衝擊的換手。

上述技術另外可利用地面及衛星所得信號之間的切換，而不使用最大機率組合。行動式接收器調諧及收聽LOS衛星TDM載波及地面SFN再發射TDM-MCM載波兩者之一。兩載波類型傳送相同的BCs。在任何瞬間，接收器22宜選擇提供最佳BC品質之信號(即LOS TDM或TDM-MCM)。接收品質可透過各接收位元流中之位元錯誤率(BER)加以量測。切換係以BER差異完成，說明如下。

當 $\text{TDM-MCM BER} \leq \text{LOS TDM BER} - \Delta 1\text{BER}$ 時，由LOS TDM切換至TDM-MCM；及

當 $\text{LOS TDM BER} \leq \text{TDM-MCM BER} - \Delta 2\text{BER}$ 時，由TDM-MCM切換至LOS TDM

使用上述之 $\Delta 1\text{BER}$ 及 $\Delta 2\text{BER}$ ，可防止LOS TDM與TM之間切換時之串音。若 $\Delta 2\text{BER} > \Delta 1\text{BER}$ ，TDM-MCM至LOS TDM的



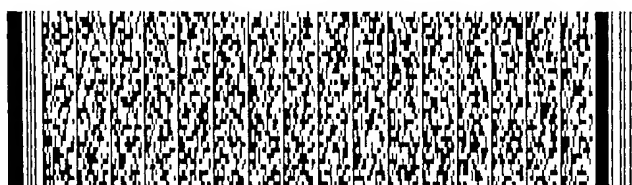
## 五、發明說明 (19)

切換較自LOS TDM至TDM-MCM的切換為難。這是有必要的，當進入城市涵蓋範圍時，接收器22在遭TDM-MCM捕捉時宜留在TDM-MCM。此種工作之例子，假設在加強區40，LOS TDM  $BER=10^{-1}$  及  $\Delta 1BER=\Delta 2BER=10^{-2}$ 。LOS TDM至TDM-MCM的切換發生於 $0.01-0.001=0.009$ ，及TDM-MCM至LOS TDM的切換再次發生，即TDM-MCM發生 $0.01+0.001=0.011$ 。故LOS TDM至TDM-MCM較TDM-MCM回至LOS TDM容易。若  $\Delta 2BER=4 \times 10^{-2}$ ，TDM-MCM切換回至LOS TDM發生於TDM-MCM  $BER=.015$ ，使其在一當選擇地面MCM時更難回至LOS TDM。其他等效方法，如信號雜訊比可取代BER用來量測品質。

## 2.3 地面TDM-MCM傳送的施行

衛星LOS TDM流資料符號宜精確的對齊TDM-MCM資料符號內之OFDM副載波，以達到最佳SFN工作。在所說明的實施例中，每一TDM資料符號含2位元。根據本發明，完全相同的2位元指定給SFN40各地面再發射TDM-MCM中相同之OFDM副載波。此種對齊調整在每一地面再發射站38須相同的執行，因為網路任一地面再發射站的對齊調整的任何偏差，會導致TDM-MCM成為干擾，使接收品質劣化。

對齊-T資料符號至TDM-MCM波形的每一MCM符號係利圖5之說明。首先，載有接收自衛星先到BCs的TDM流TDM資料符號係依時間相鄰區塊順序排成陣列。每一TDM符號載有2位元。TDM資料符號每一區塊44含M行N列。M與N係設計參數，由TDM-MCM轉換多工器細部設計測定。最先之TDM符號填充陣列最先的列，下個最先的填充下個列，依此類推，



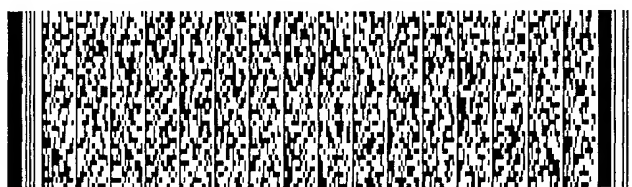


## 五、發明說明 (20)

直至最後一列由框中最後TDM符號填充。每一區塊44係供應至反轉快速傅立葉轉換(IFFT)46之輸入端。IFFT之動作形成一含NOFDM載波之MCM符號48，即一列每一TDM資料符號一載波。每一OFDM載波係相對一加入相位參考載波之差動QPSK調變。故每一MCM符號含 $N+1$ 載波。程序係依序重複於TDM資料符號區塊所有的 $M$ 行，形成一完全的MCM符號框50。TDM區塊44 $M$ 行形成 $M$  MCM時間順序符號48，各具有 $N$ 載波加上一相位參考載波。此即組成TDM-MCM框50。每一TDM-MCM框50所載之TDM資料符號總數係 $M \times N$ 。須知值 $M=8$ 與 $N=6$ ，如圖5示，僅係用來說明。此值一般，例如，為 $M=960$ 及 $N=116$ 。

TDM-MCM單一頻率網路的最佳工作，自網路36每一地面再發射站38發射之每一TDM-MCM符號48，在每一MCM符號相同載波上載有區塊相同的TDM資料符號；否則，SFN36不同地面再發射站38到達接收器22之多重TDM-MCM符號48中，不會有相加性的再組合。TDM-to-MCM符號同步及對齊程序係在每一地面再發射站中以獨立但完全相同的方式執行。

MCM符號48形成TDM-MCM框50在圖6中有進一步說明。一TDM流以一符號速率 $R$ （即位元速率 $B_R = 2 \times R$ ）每一符號傳送2位元至 $N_{TDM}$ 符號組52之IFFT。符號宜以複數 $I$ 與 $Q$ 值儲存並形成行陣列之後再輸入至IFFT。一大小為 $2^n$ 之IFFT46將 $N_{TDM}$ 符號52轉變成 $N_{TDM}$ 正交相移按鍵(QPSK)載波，產生各TDM-MCM符號，如圖6中54所示。前述 $I$ 與 $Q$ 值直接測定每一QPSK調變MCM OFDM載波。故每一TDM-MCM符號有 $N_{TDM}$  OFDM載波佔



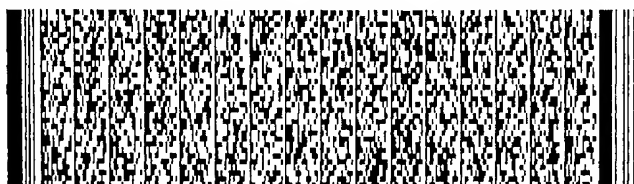
## 五、發明說明 (21)

有停留期間  $T_{\text{sym}} = N_{\text{TDM}} / R$ 。因此，MCM 符號速率  $= R / N_{\text{TDM}}$ 。每一周期時域取樣數  $= 2^n$ 。因此，IFFT46 輸出之時域 MCM 符號取樣率係  $2^n R / N_{\text{TDM}}$ 。如圖示 56，產生一護衛期間，即符號期間的分數  $\eta$ 。此動作造成 IFFT 輸出的  $(1 - \eta) - 1$  時間壓縮。要組成一 TDM-MCM 框，在每一  $M_{\text{MCM}}$  MCM 符號一次加入一框同步字元 49，進一步乘積時間壓縮  $(M_{\text{MCM}} + 1) / M_{\text{MCM}}$ ，如圖示 58。TDM-MCM 波形頻寬即成為  $R(R/S)((1 - \eta) - 1)(M_{\text{MCM}} + 1) / M_{\text{MCM}}$ 。

在 TDM-to-MCM 符號調變中所使用之參數(即 TDM 流符號速率  $R$ ，每一 MCM 符號 TDM 符號之  $N_{\text{TDM}}$  數，IFFT 係數  $2^n$  數，護衛期間分數  $\eta$ ，及 TDM-MCM 框長度  $M_{\text{MCM}}$ ) 係經選擇以達到每一 TDM 框 64 一整數之 TDM-MCM 框 50(圖 9 示)。此種選擇允許 TDM-MCM 框同步使用 TDM 主框前文(MFP)。IFFT 一次接受  $2^n$  輸入係數。 $2^n$  數必須等於或大於  $N_{\text{TDM}}$ 。因此，僅只有  $N_{\text{TDM}}$  OFDM 副載波非零頻譜係數才能輸入至 IFFT46。那些選擇之  $N_{\text{TDM}}$  值係 IFFT 頻譜窗中心之值。在 IFFT 頻譜窗邊緣未使用之 IFFT 係數則給予零值。

#### 2.4 TDM 資料符號至 TDM-MCM 資料符號同步

如上述，TDM-MCM 地面再發射站 38 宜工作於單一頻率網路(SFN)36。SFN36 包含多重地面再發射站 38，至少再發射部分先到衛星 LOS TDM 波形。所有地面再發射站以相同載波頻率帶寬發射。每一地面再發射站再廣播相同的 TDM-MCM 波形與其所有同伴。每一地面再發射站接收及延遲載送先到 BCs 之相同衛星 LOS TDM 信號，使載送於 TDM-MCM 載



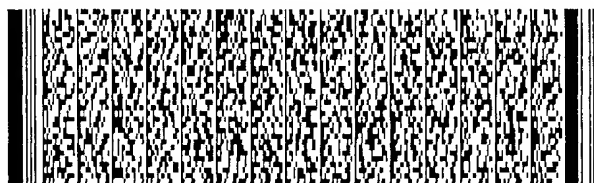
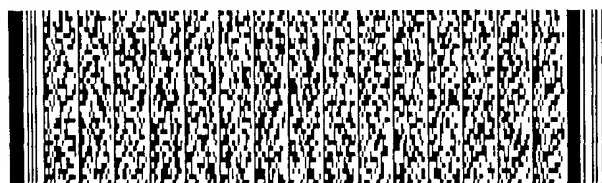
## 五、發明說明 (22)

波之TDM流之解調信號與載送後到BCs之衛星LOS TDM在到達SFN涵蓋範圍中心之瞬間同步。載送先到BCs之衛星LOS TDM符號精確及一致的指定給TDM-MCM資料符號的相同OFDM載波，以下以圖5與圖6說明。

定位SFN36站台38可站台數量最少的城市及其郊外之涵蓋範圍最佳化。根據本發明，在地面再發射站38引進時間延遲校正，使載送相同衛星TDM資料符號之MCM符號到達時間在涵蓋範圍中心或中心42接近同步。需要三種類型之時間延遲校正。兩種時間延遲校正與距離校正有關。一種是校正個別地面再發射站與衛星之間的距離差異，第二種係校正每一地面再發射站與SFN涵蓋範圍中心之間的距離。這兩種延遲校正的計算說如下。

第三種延遲校正係引進使TDM-MCM信號與SFN涵蓋範圍中心行動式接收器之衛星LOS後到信號同時相到達。這必須完成才能利用衛星先到LOSBC TDM信號產生TDM-MCM地面再發射信號。到達涵蓋範圍中心之後者必須與衛星LOS BC TDM信號之到達時間幾乎相同。要達到此目的，一等於先到及後到信號之間的延遲量必須用來延遲衛星之先到LOS BC TDM信號。這些延遲有些係因為在TDM至TDM-MCM轉換多工程序中造成之處理延遲。其餘則以一數位延遲線，在TDM至TDM-MCM轉換多工程序之前加至TDM流中。

可在SFN內加入一數量之"涵蓋範圍中心"，使整個城市及其郊外的接收最佳化。由於距離，群聚及阻擋的特殊情形，SFN36地面再發射站38的分組可聚集於城市及其郊外



## 五、發明說明 (23)

內不同的涵蓋範圍中心。這些會影響上述前兩種校正。

### 3. 校正自衛星及至SFN涵蓋範圍中心距離之再發射站正時

如前述，正時校正係用來同步站台38再發射TDM-MCM信號到達SFN涵蓋範圍中心，供：

a) 衛星TDM信號自衛星14或衛星14及20到再發射站台38之不同到達時間，及

b) 因再發射站台38與SFN涵蓋範圍42之間距離差異產生之不同轉移時間。

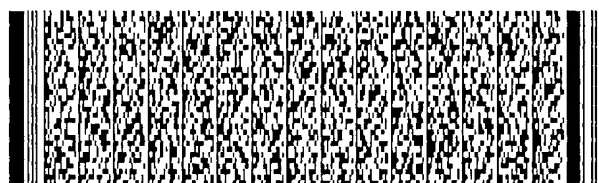
正時差異可在每一再發射站台欠進，即將TDM流TDM資料符號，在記憶裝置中延遲一適當時間，然後再輸入至IFFT46。

#### 3.1 衛星至再發射站TDM正時差異

考慮用以接收衛星TDM信號之地再發射站38網路36。一不同於90°之正視角，即直接在頭頂上，每一地面再發射站與衛星之間的距離不同。故每一地面再發射站位置與衛星之間的傾斜範圍不同，故TDM信號到達時間亦不同。而且，每一地面再發射站38與涵蓋範圍42中心之間距離亦不同。以下的情況可說明距離差異所造成之時間差異大小。

僅供說明，以SFN再發射網路36為例，其包含一數量之地面再發射站38，其地理位置選擇足以涵蓋一城市及其相關者會區。在較簡單、小及局限的阻擋拓樸中，小數量的地面再發射站已足夠。而在大、較複雜的阻擋拓樸中；需要大量的地面再發射站。

計算地面再發射站38與衛星14之間因傾斜範圍距離造成



## 五、發明說明 (24)

之延遲差，其說明如圖7示。距離差異係在各站位置交叉之地表上，在衛星視線的垂直線之間來測量。最接近衛星之站台36以1表示，最遠的以m表示，其他中間以k表示。在指向任一站台k與站台m之間副衛星點方位的方向，沿地表LOS的垂直線之間的距離差異以 $d_{km}$ 表示。故最遠站台m與1之間的距離為 $d_{lm}=d_{max}$ 。注意圖7中，最遠站台係3號，最近者為1，之間有一2號。個別LOS傾斜範圍距離以 $\Delta T_{slantk}$ 及 $\Delta T_{slantmax}$ 表示。在所有站台對衛星之正視角以 $elv$ 表示。而且，注意對副衛星點之方位係假設所有站台幾乎相同。因此，利用圖8所示幾何計算站台k及m之間傾斜視線距離，以下為自衛星不同到達時間的關係：

$$0 < \Delta T_{slantk} < \Delta T_{slantmax}$$

其中：

$$\Delta T_{slantmax} = (d_{lm} \div c) \times \cos(elv)$$

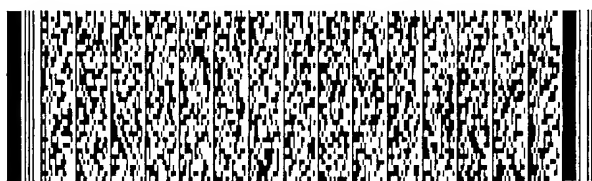
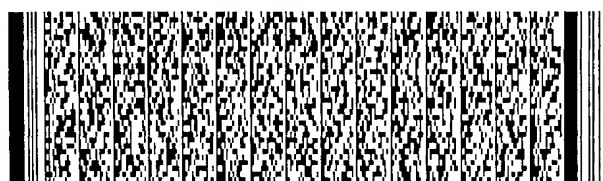
$$\Delta T_{slantk} = (d_{km} \div c) \times \cos(elv)$$

= 光速，米/秒

觀察其中正時校時成分 $\Delta T_{correctk}$ 可應用於任一站台k，以表不在接收器之衛星TDM信號的到達時間差異，如下所示

$$\Delta T_{correctk} = \Delta T_{slantmax} - \Delta T_{slantk}$$

故自衛星最遠的站台36，其正時校正較小。例如，考慮 $d_{lm}=d_{max}=18\text{km}$ 及 $elv=30^\circ$ 的情況。在此情況， $\Delta T_{slantmax}=52\mu\text{s}$ 。對於站台1，最接近衛星者，其校正為 $\Delta T_{correctk}=\Delta T_{slantmax}=52\mu\text{s}$ 。對於最大距離 $\Delta$



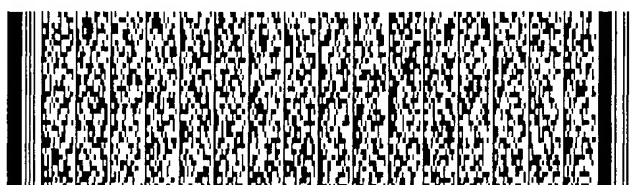
## 五、發明說明 (25)

$T_{correctm}=0$ 。任何其他中間的站台 $k$ ，其 $\Delta T_{correctk}$ 如上式表示。

對於接近副衛星點之SFN涵蓋範圍而言，每一再發射台38對衛星的方位角，每一台皆不同，故明顯的須以上述公式適當的加以校正，即站台與衛星之間的定常數傳播延遲等量線係事際上以副衛星點為中心之地表圓，及量測其各圓之間的時間差。在自副衛星之大距離及在SFN涵蓋範圍的局限區域內，其圓形可視為直線。

接著考據因衛星移動造成之時間差的變化。上述計算可應用於與衛星，地球中心及每一所考量地面台交叉之方位平面。對於一地面靜態軌道衛星，衛星軌道位置的變化很小。實務上經常維持衛星位置於指定衛星軌道位置中心側面的三維空間50哩內。在距離21,300至25,600哩處，由於地面靜態軌道衛星位置變化所造成之方位與高度變化，對上述時間校正計算的影響不大。其大小不超過135奈秒峰對峰值。同樣，亦有因時間差造成在36內的各站台位置差異。這些都不超過31奈秒峰對峰值。當兩項相加，其淨值並不超過166奈秒峰對峰值。

但是對非地面靜態軌道衛星，如飛行Tundra，Molnya，中間圓形軌道(ICO)及低地面軌道(LEO)，上述計算宜計入相對於再發射站台38的連續改變方位及衛星正視角。有關衛星通訊技術，其計算程序係上述方法的延伸。而且，對於非靜態軌道，其計算重複進行的速率，須保持LOS傾斜路徑正時錯誤在 $\pm 500$ 奈秒內。



## 五、發明說明 (26)

3.2 護衛時間及SFN涵蓋範圍直徑自SFN36不同地面再發射站38發射之TDM-MCM信號包含TDM-MCM框50，其產生方式如上述圖5與6之說明。在所涵蓋範圍40位置之接收器22，其多重信號包含自各再發射站台到達之TDM-MCM框。這些到達時間互相重疊，其方式如圖10說明。重疊的展幅視端視衛星至地面再發射站距離差異及再發射站至接收器距離差異而定。TDM-MCM框可相加性組合，如果其在接收器22的到達時間差不超過用來產生TDM-MCM護衛期間 $\Delta T_G$ 的寬度。若此護衛期間寬度係 $\Delta T_G$ ，則自SFN再發射站台複合之到達時間差必須不超過 $\Delta T_G$ ，及其距離差異宜不超過 $c \times \Delta T_G$ ，其中 $c$ 表光速。故SFN36地面再發射站38之最大直徑配置幾乎，如圖11示，其中一地面再發射站發射器38a係與另一38b直徑相對，距離 $D = c \times \Delta T_G$ 。故若所有地面再發射站局限於直徑 $D = c \times \Delta T_G$ 內，則區域內或外之任何接收器的TDM-MCM框到達時間差 $\Delta T_R$ 係 $\leq \Delta T_G$ 。若，例如， $\Delta T_G = 60$  微秒，則直徑係18公里。

前述說明假設自SFN36各站台38發射之TDM-MCM框時間係經調整，使所有框到達涵蓋範圍40幾何中心42係基本上完美的對齊調整，即所有TDM-MCM框50的到達時間差基本上為零。為達成目的，自各地面再發射站之傳輸時間係根據本發明補償其兩種類型的距離差異。如前述，第一種校正係每一站台38與衛星14之間的距離差。第二種校正係站台38與涵蓋範圍40中心42的位置之間。

### 3.3 TDM-MCM框正時校正的計算程序



## 五、發明說明 (27)

以下說明在地面再發射涵蓋範圍中心完成TDM-MCM框50所需的程序。此程序宜獨立的在SFN36的各地面再發射站38執行。圖7說明SFN36地面再發射站38配置，使用與計算與公式有關之距離。程序步驟以下舉例說明。

檢視圖7有關之術語，各地面再發射站38係以指數"i"表示，其範圍自一個最接近衛星LOS距離的 $i=1$ ，到衛星LOS距離最遠的一個 $i=m$ 。在涵蓋範圍中之其餘站台依LOS距離增加，在1及m之間以升序編號。水平距離差， $d_{im}$ ，即平行通過各站台I及通過站台m之間，可以加以測定。注意其平行線係垂直於各站台之衛星LOS。而且注意圖7例中，m係對應站台3。

水平距離差 $d_{im}$ 係經由乘積一正視角的餘弦函數而轉換成LOS距離差。距離 $D_{ic}$ 在各站台I與涵蓋範圍c42中心之間即可量測。各站台I未校正的正時 $\Delta ti$ 係由以下測定：

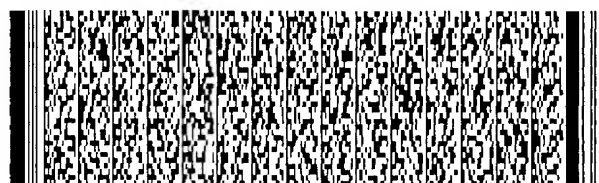
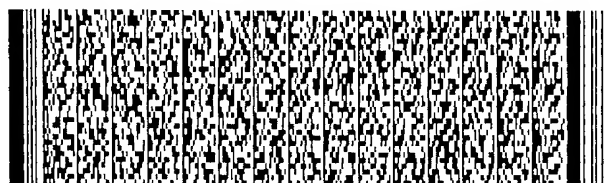
$$\Delta ti = [D_{ic} + d_{im} * \cos(elv)] / s$$

其中 $elv$ 係衛星正視角及 $s$ 係光速

上述公式可計算SFN各再發射站台。最小 $\Delta ti$ 以 $\Delta ti_{min}$ 表示，係下一個要測定的。各地面再發射站之校正正時 $\Delta Ti$ 之測定如下：

$$\Delta Ti = \Delta ti - \Delta ti_{min}$$

校正正時 $\Delta Ti$ 可應用於各地面再發射站I，對齊到達時間，使其在SFN涵蓋範圍中心所有TDM-MCM框中達成一零偏置。應用此種正時校正可使整個TDM-MCM地面再發射SFN工作最佳化。m=3情況的取樣計算可說明本發明原理，其中





## 五、發明說明 (28)

$d_{n3}$  係站台  $n$  至沿方位到衛星最遠站台的水平距離，及  $D_{cn}$  係站台  $n$  自涵蓋範圍中心的距離。

正時校正應用於各再發射站台

$$\angle Elv = 30^\circ$$

$d_{13} = 18 \text{ km}$	$D_{1c} = 15 \text{ km}$	$\Delta t1 = 102 \mu s$	$\Delta T1 = 32 \mu s$
$d_{23} = 15 \text{ km}$	$D_{2c} = 10 \text{ km}$	$\Delta t2 = 76.6 \mu s$	$\Delta T2 = 6.6 \mu s$
$d_{33} = 0 \text{ km}$	$D_{3c} = 21 \text{ km}$	$\Delta t3 = 70 \mu s$	$\Delta T3 = 0 \mu s$

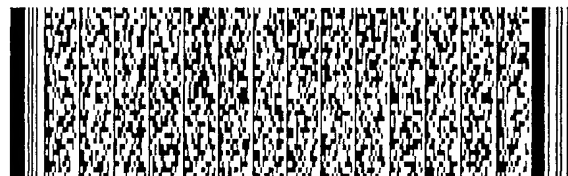
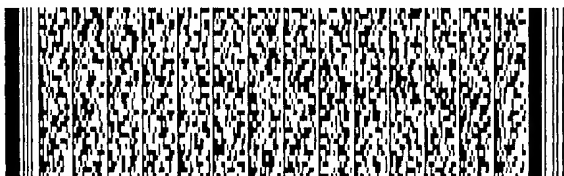
上述校正可補償衛星及各再發射站之間的距離差，加上各再發射站及SFN涵蓋範圍中心之間的距離差。另外，亦必須在各站引進一延遲以補償自衛星之先到及後到信號之間的偏置及TDM-MCM轉換多工器的處理延遲。在各站引進的總延遲必須使自衛星之後到信號與經由各地面再發射站傳送信號之間有準確的重合。故若先到及後到信號之間的延遲係以  $T_{EL}$  表示及處理延遲以  $\Delta T_p$  表示，則各站  $i$  總延遲  $\Sigma Ti$  為：

$$\Sigma Ti = T_{EL} - \Delta T_p - \Delta Ti$$

例如上述的考慮及假設  $T_{EL} = 5$  秒， $\Delta T_p = 0.2$  秒，各站總延遲為

$\Sigma T1 = 5.0 - 0.2 - 32.0 \times 10^{-6}$
$\Sigma T2 = 5.0 - 0.2 - 6.6 \times 10^{-6}$
$\Sigma T3 = 5.0 - 0.2$

雖然本發明係以其較佳實施例說明，須知本發明並不限制於其細節。一般技藝人士可能有各種修改及代替。所有

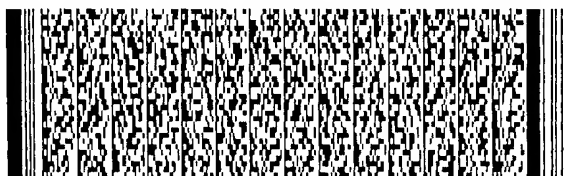


## 五、發明說明 (29)

這些代替應仍屬本發明申請專利範圍所界定之範疇內。

## 【元件編號說明】

10	衛星通訊系統
14	衛星
16, 18	資料流
20	衛星
22	接收器
24	發射器
26	固定延遲
27 TDM	流
28	解碼器
30	錯誤校正編碼器
33	時間分集多工
34	延遲時間
36	網路
38	地面再發射站
40	涵蓋範圍
42	涵蓋範圍中心
44	區塊
46	傅立葉轉換
48	MCM 符號
49	同步字元
50	MCM 符號框
52	NTDM 符號組



## 五、發明說明 (30)

- 54 TDM-MCM 符號
- 56 護衛期間
- 58 MCM 框時間壓縮
- 64 TDM 框



## 圖式簡單說明

圖1a與1b各說明根據本發明實施例構造之以衛星傳送時間分集信號之廣播系統。

圖2說明根據本發明實施例構造之以兩衛星傳送時間與空間分集信號之廣播系統；

圖3說明衰減期間對衰減深度並識別使用時間分集接收最佳化之延遲；

圖4說明根據本發明實施例構造之地面TDM-MCM單一頻率網路(SFN)；

圖5說明根據本發明實施例之TDM符號與MCM副載波的不同步；

圖6說明根據本發明實施例TDM符號至MCM副載波調變；

圖7說明根據本發明實施例計算衛星與地面再發射站之LOS延遲差異及地面再發射站與SFN中心之間的延遲差異；

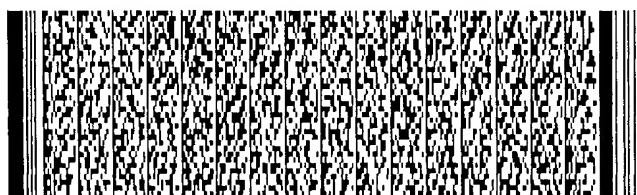
圖8說明水平距離至LOS距離的變換，供圖7說明之TDM-MCM框正時使用；

圖9說明根據本發明實施例將TDM框分割成MCM框；

圖10說明根據本發明實施例調整具有選擇直徑SFN多數站發射之TDM-MCM框；

圖11說明根據本發明實施例SFN地面再發射站配置之最直徑；

所有圖示中相同組件及零件使用相同元件編號。



## 六、申請專利範圍

1. 一種同步方法，用以同步分時多工或TDM資料流中TDM符號之選擇數量，使其等於分時多工/多載波調變副載波或TDM-MCM波形中TDM-MCM符號之數量，包含步驟：

定位主框前文(MFP)碼及該TDM流一分配同步順序之一，該TDM資料流具有至少一TDM框，包含該一MFP碼及一分配同步順序及複數個該符號，該MFP碼及分配同步順序之一可用於定位該TDM資料流內之該TDM框；

產生一陣列使用該TDM框該符號，該陣列包含一第一數之行及一第二數之列；及

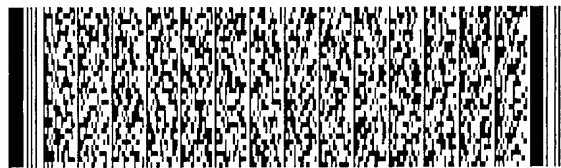
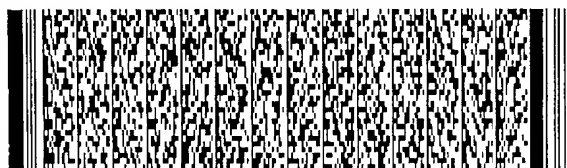
產生TDM-MCM符號對應於使用一反轉快速傅立葉轉換(IFF)與該陣列之該第一數，各該TDM-MCM符號具有該載波該第二數，即對應該列個別之該TDM符號，該TDM-MCM符號之該第一數對應於一TDM-MCM符號框。

2. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該產生步驟包含步驟填充該陣列，提供該TDM框最先到達之TDM符號至該陣列該列最先產生的一個，及繼續順序填充該列直至該列最後一個填完該TDM框該TDM符號最後一個。

3. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該TDM資料流包含複數個TDM框，該TDM-MCM符號框具有基本上與該TDM框相同的停留期間。

4. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該產生步驟包含步驟同步該TDM-MCM符號框該TDM-MCM符號成為該TDM資料流該符號之一的分數。

5. 如申請專利範圍第4項之方法，其中該TDM-MCM符號框



## 六、申請專利範圍

中之該TDM-MCM符號數係一整數。

6. 如申請專利範圍第1項之方法，另包含步驟提供該TDM-MCM框各該TDM-MCM符號一護衛期間，TDM-MCM符號周期對應每秒該TDM符號數分割之該第二數，該護衛期間係小於該TDM-MCM符號周期。

7. 如申請專利範圍第1項之方法，另包含步驟提供該TDM-MCM波形各該TDM-MCM符號框一同步字元。

8. 如申請專利範圍第1項之方法，另包含步驟：

提供該TDM-MCM框各該TDM-MCM符號一護衛期間，  
TDM-MCM符號周期對應每秒該TDM符號數分割之該第二數，  
該護衛期間係小於該TDM-MCM符號周期；

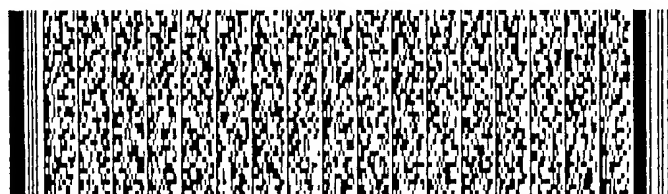
提供該TDM-MCM波形各該TDM-MCM符號框一同步字元；及  
壓縮各該MCM-TDM符號以補償插入各該TDM-MCM符號框之  
該護衛期間及該同步字元，使具有該護衛期間之該TDM-MCM符號及對應該TDM-MCM框與對應該同步字元之時間配置佔據一TDM框周期。

9. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該IFFT採用一數量係數大於該符號該第二數。

10. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該TDM資料流包含複數個TDM框，該產生步驟另包含步驟指定該TDM資料流個別該TDM框之該符號給對該TDM-MCM框之該TDM-MCM符號該副載波。

11. 一種供使用於地面再發射站之裝置，包含：

一接收裝置，用以接收一分時多工或TDM資料流，包含



## 六、申請專利範圍

符號，各該符號對應該資料流中選擇之位元數；及

一處理裝置，連接該接收裝置及可操作以定位該TDM資料流主框前文(MPF)碼及一分配同步順序，該TDM資料流具有至少一TDM框，包含該MFP碼及一分配同步順序及複數個該位元之一，該MFP碼及一分配同步順序可用於定位該TDM資料流內該TDM框；

其中該處理裝置轉換該TDM資料流該符號成為個別載波，以產生分時多工/多載波調變或包含TDM-MCM符號，各該TDM-MCM符號具有一選擇數量之副載波，該處理裝置採用該MFP碼及一分配同步順序之一，用以同步該TDM資料流該符號與個別該TDM-MCM符號中該副載波對應者。

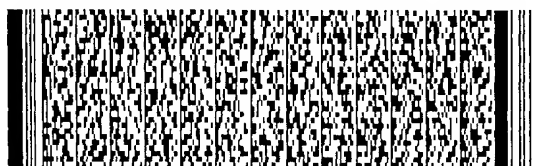
12. 如申請專利範圍第11項之裝置，其中該處理裝置採用一反轉快速傅立葉轉換(IFFT)轉換該TDM資料流該符號成為個之該副載波。

13. 如申請專利範圍第12項之裝置，其中一TDM-MCM框包含一選擇數量之該TDM-MCM符號，該處理裝置可操作以產生在該TDM資料流該TDM框一整數之該TDM-MCM符號。

14. 如申請專利範圍第13項之裝置，其中該處理裝置係可操作以提供各該TDM-MCM符號框對應該TDM框相同之該符號。

15. 如申請專利範圍第14項之裝置，其中該處理裝置係可操作以對應該TDM框該符號給該TDM-MCM符號框中之該TDM-MCM符號之個號載波。

16. 如申請專利範圍第15項之裝置，其中該裝置係用於



## 六、申請專利範圍

一地面再發射站，可操作以接收該TDM資料流及轉換成其中該符號至個別之載波內，以產生包含TDM-MCM符號之TDM-MCM框，該處理裝置係可操作以指定該TDM資料流個別之該TDM框符號給對應該TDM-MCM框中之該TDM-MCM符號之該副載波。

17. 一種使用於地面再發射站之系統，包含：

一接收器，用以接收衛星分時多工或TDM資料流；

一轉換編碼器，連接於該接收器用以轉換該TDM資料流成為多載波調變(MCM)波形，以產生一分時多工/多載波調變或TDM-MCM信號，可強力面對地面路徑傳輸多路徑及畸形阻擋及干擾；及

一發射器，連接於該轉換編碼器用以發射該TDM-MCM信號。

18. 如申請專利範圍第17項之系統，其中該發射器係組態成可再發射該TDM-MCM信號於地面路徑約2公里與10公里之間的距離，其中衛星接收遭阻擋。

19. 如申請專利範圍第17項之系統，其中該發射器係組態成可再發射該TDM-MCM信號於地面路徑至少一城市及沿公路至所選擇距離，其中衛星接收係分別遭建築物及樹林阻擋。

20. 如申請專利範圍第17項之系統，其中複數個該系統係置於單一頻率網路之個別地面再發射站，該系統工作實質同時互相利用正時協調及同步，以達成在該單一頻率網路相關區域實質無縫之該TDM-MCM之接收。





## 六、申請專利範圍

21. 如申請專利範圍第20項之系統，其中該地面再發射站係依地形設置用以服務城市及其周圍郊外地區。

22. 一種用以發射分時通訊系統中之廣播頻道之方法，其中一先到信號與一後到信號係經由至少一衛星發射，先到信號包含至少一部分廣播頻道及後到信號包含另一部分廣播頻道，後到信號對應先到信號但相對於先信號延遲一選擇之時間周期，通訊系統包含地面再發射站網路用以接收及處理先到信號以發射一地面再發射信號，此方法包含步驟：

測定該衛星及該網路各該地面再發射站之間距離之個別差異；及

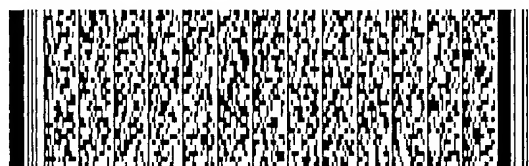
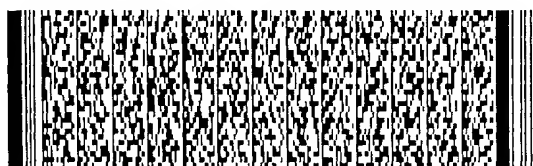
校正該地面再發射信號以補償該先到信號在個別之該地面再發射站之到達時間差異。

23. 如申請專利範圍第22項之方法，其中該網路係一單一頻率網路。

24. 如申請專利範圍第22項之方法，其中另包含步驟：界定在該地面再發射站之選擇數量中至少一大約涵蓋範圍中心；

測定各該選擇數量該地面再發射站與該大約涵蓋範圍中心之間距離之個別差異；及

校正該地面再發射信號以補償自該選擇數量該地面再發射站發射之該地面再發射信號到達接收器之不同時間，即因該選擇數量個別之該地面再發射站與該大約涵蓋範圍中心之間所產生者。



## 六、申請專利範圍

25. 如申請專利範圍第22項之方法，其中該校正步驟包含步驟補償將該衛星信號轉變為該地面再發射信號之延遲。

26. 一種用以發射分時通訊系統中之廣播節目之方法，其中一先到信號與一後到信號係經由至少一衛星發射，先到信號包含至少一部分廣播節目及後到信號對應於先到信號，但對應於先到信號延遲一選擇之周期時間，通訊系統包含一地面再發射站網路，用以接收及處理延遲信號以發射一地面再發射信號，此方法包含步驟：

界定地形分離之該地面再發射站之選擇數量中至少一大約涵蓋範圍中心；

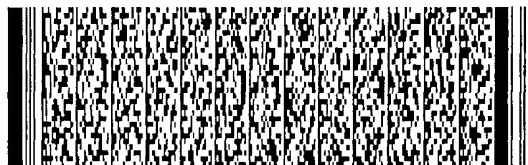
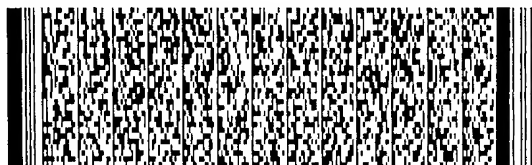
測定各該選擇數量該地面再發射站與該大約涵蓋範圍中心之間距離之個別差異；及

校正該地面再發射信號以補償自該選擇數量該地面再發射站發射之該地面再發射信號到達接收器之不同時間，即因該選擇數量個別之該地面再發射站與該大約涵蓋範圍中心之間所產生者。

27. 如申請專利範圍第26項之方法，其中該校正步驟包含步驟用以補償將該衛星信號轉變為該地面再發射信號之延遲。

28. 一種用以提供一廣播節目至接收器之方法，包含步驟：

接收利用僅時間分集或時間及空間分集發射之衛星信號，該衛星信號在最大可能性組合時包含該廣播節目；



## 六、申請專利範圍

接收一地面再發射信號包含該廣播節目並由一地面再發射站發射；

測定該最大可能性組合衛星信號及該地面再發射信號何者有最佳信號品質；

選擇該最大可能性組合衛星信號或該地面再發射信號具有最佳輸出信號品質；及

抑制自該選擇信號至該最大可能性組合衛星信號及該地面再發射信號之另一個之切換，除非滿足一選擇條件。

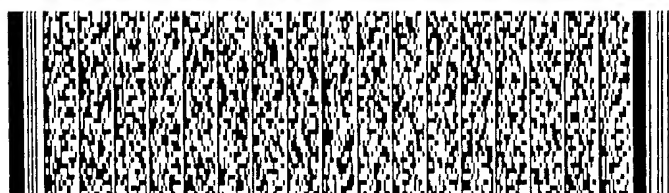
29. 如申請專利範圍第28項之方法，其中該選擇信號品質對應位元錯誤率選擇臨限，以接收地面再發射信號。

30. 如申請專利範圍第29項之方法，其中該位元錯誤率之該選擇臨限，在選擇該地面再發射信號及抑制該最大可能性組合衛星信號時，係較大於，在選擇該最大可能性組合衛星信號及抑制該地面再發射信號時。

31. 如申請專利範圍第28項之方法，其中該最大可能性組合衛星信號及該地面再發射信號並不施行時間分集或時間與空間分集。

32. 如申請專利範圍第28項之方法，其中接收該衛星信號該接收步驟另包含步驟延遲該衛星信號，以補償在該地面再發射站發生之延遲，即自該衛星信號產生該地面再發射信號。

33. 如申請專利範圍第32項之方法，其中該衛星信號係一分時多工信號並利用分時多工/多載波調變轉變至該地面再發射信號。



## 六、申請專利範圍

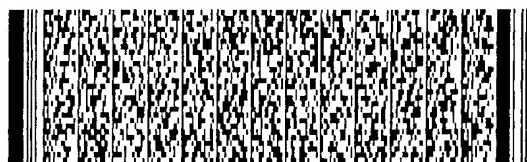
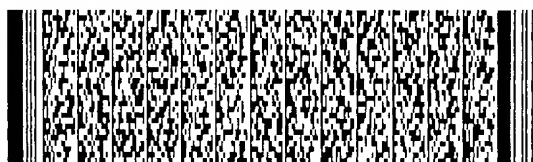
34. 如申請專利範圍第33項之方法，其中發生於地面再發射站之該延遲係對應於處理該衛星信號，即將該衛星信號自該分時多工信號轉變成該地面再發射站之分時多工/多載波調變波形。

35. 如申請專利範圍第28項之方法，其中該衛星信號係一分時多工信號，且係利用分時多工/多載波調變將其轉變成分時多工/多載波調變之該地面再發射信號，以產生該地面再發射信號，及一行動式接收器接收及回復該分時多工信號及該分時多工/多載波調變之波形。

36. 如申請專利範圍第28項之方法，其中該衛星信號係經由一衛星以一第一頻率發射，該地面再發射信號係被至少一地面再發射站經由一第二頻率發射，該衛星信號之該接收步驟及該地面再發射信號之該接收步驟係以一第一無線電頻率接收器部及一第二無線電頻率接收器部分別在至少一該接收器上執行。

37. 如申請專利範圍第28項之方法，其中該衛星信號係經由第一衛星利用第一頻率發射，該衛星信號係經由第二衛星利用一第二頻率發射，該地面再發射信號係經由至少一地面再發射站以第三頻率發射，該衛星信號之該接收步驟係由一第一接收器部及一第二接收器部分別工作於該第一頻率及該第二頻率加以執行，及該地面再發射信號之該接收步驟係以一工作於該第三頻率之第三接收器部在至少一該接收器上執行。

38. 一種用以提供一廣播節目至接收器之方法，包含步



## 六、申請專利範圍

驟：

接收一衛星信號包含該廣播節目，該衛星信號中之一單一廣播資料流包含一先到頻道對應於該廣播節目，及一後到頻道具有至少一部分該廣播節目在其發射之前係延遲一選擇時間周期，該先到頻道及該後到頻道各具有一同步碼，該廣播資料流已由一工作於一選擇碼速率之母迴旋編碼器加以編碼；

延遲該先到頻道該選擇之時間周期；及

在工作於該碼速率之最大可能性Viterbi解碼器組中組合該後到頻道與該先到頻道，以回復該廣播節目信號，在接收該先到頻道及該後到頻道中無任何因非關聯阻擋所造成之中斷。

39. 如申請專利範圍第38項之方法，其中該廣播資料流包含行動式接收廣播節目及靜態接收廣播節目，該先到頻道僅包含行動式接收之該廣播節目。

40. 如申請專利範圍第38項之方法，另外包含接收一地面再發射站之地面再發射信號，及一第二衛星信號包含該廣播節目及提供相對該衛星信號之空間分集，該地面再發射信號及該第二衛星信號各包含至少一部分該廣播節目及該同步碼，其中該組合步驟包含步驟：

利用該同步碼以對齊該衛星信號、該第二衛星信號及該地面再發射信號；及

利用至少該衛星信號、該第二衛星信號及該地面再發射信號中之一以組合產生一輸出。



## 六、申請專利範圍

41. 如申請專利範圍第40項之方法，其中該先到頻道及該後到頻道係分別僅指定給該衛星信號及該第二衛星信號。

42. 如申請專利範圍第40項之方法，另包含步驟接收一第二衛星信號，包含該廣播節目及提供相對於該衛星信號之空間分集，其中該衛星信號及該第二衛星信號係自一地面同步軌道中不同軌道位置發射。

43. 如申請專利範圍第40項之方法，另包含步驟接收一第二衛星信號，包含該廣播節目及提供相對於該衛星信號之空間分集，其中該衛星信號及該第二衛星信號係自三或四個不同橢圓軌道，相對於一恒星日周期地球赤道傾斜約 $63^\circ$ ，加以發射。

44. 一種用以執行於一發射器準備供接收器Viterbi迴旋解碼器之最大可能性接收之方法，包含步驟：

利用一母迴旋編碼器以一選擇編碼速率編碼一廣播節目及於發射站產生母輸出位元；

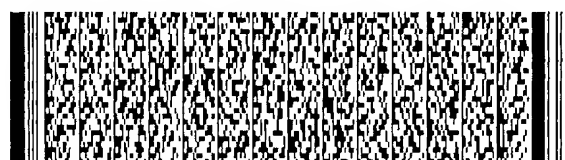
在該發射站穿透該母編碼輸出位元產生兩較高速率迴旋編碼流，以獲得一第一組穿透編碼位元及一第二組穿透編碼位元；

指定該第一組穿透編碼位元至一未延遲之先到頻道；

指定該第二組穿透編碼位元至一後到頻道；

相對於該先到頻道延遲一選擇時間周期；及

發射該先到頻道及該後到頻道，該選擇時間周期，當該行動式接收器與該行動式接收器該發射器不全接收之間因



## 六、申請專利範圍

實體妨礙發生服務阻擋時，允許該後到信號在行動式接收器非關聯於該先到信號。

45. 如申請專利範圍第44項之方法，其中該編碼速率係  $R=1/3$ 。

46. 如申請專利範圍第45項之方法，其中該較高速率迴旋編碼流係以速率  $R=3/4$  產生。

47. 如申請專利範圍第46項之方法，其中該產生步驟包含步驟利用該第一廣播頻道之編碼位元每18位元之8個，及該互補組該18位元之另外8個，來組成一第二廣播頻道之編碼位元。

48. 如申請專利範圍第44項之方法，其中該先到頻道及該後到頻道係在接收器組合，重製無非關聯該服務阻擋中斷之該廣播節目。

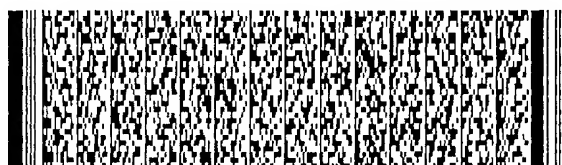
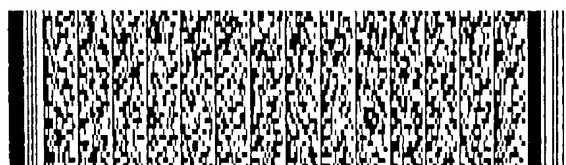
49. 如申請專利範圍第48項之方法，其中該先到頻道及該後到頻道各包含至少一同步碼，及另包含步驟：

以該選擇之時間周期來延遲接收之該先到頻道；

在每一接收之該先到頻道及該後到頻道中關聯該同步碼；

相對於接收之該後到頻道，再精確對齊延遲之該先到頻道，對齊該廣播節目中之一符號及一位元之一之寬度分數內，即使該關聯步驟所得之關聯波尖重合；及

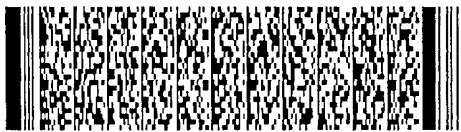
在一軟決定Viterbi解碼器中，最大可能性組合接收之該先到頻道及該後到頻道中之位元，以產生一輸出信號，無因該實體妨礙造成之無關聯服務停止。



## 六、申請專利範圍

50. 如申請專利範圍第49項之方法，其中該軟決定Viterbi解碼器操作於該母迴旋編碼器之該選擇編碼速率。

51. 如申請專利範圍第49項之方法，其中該選擇編碼速率係 $R=1/3$ 。





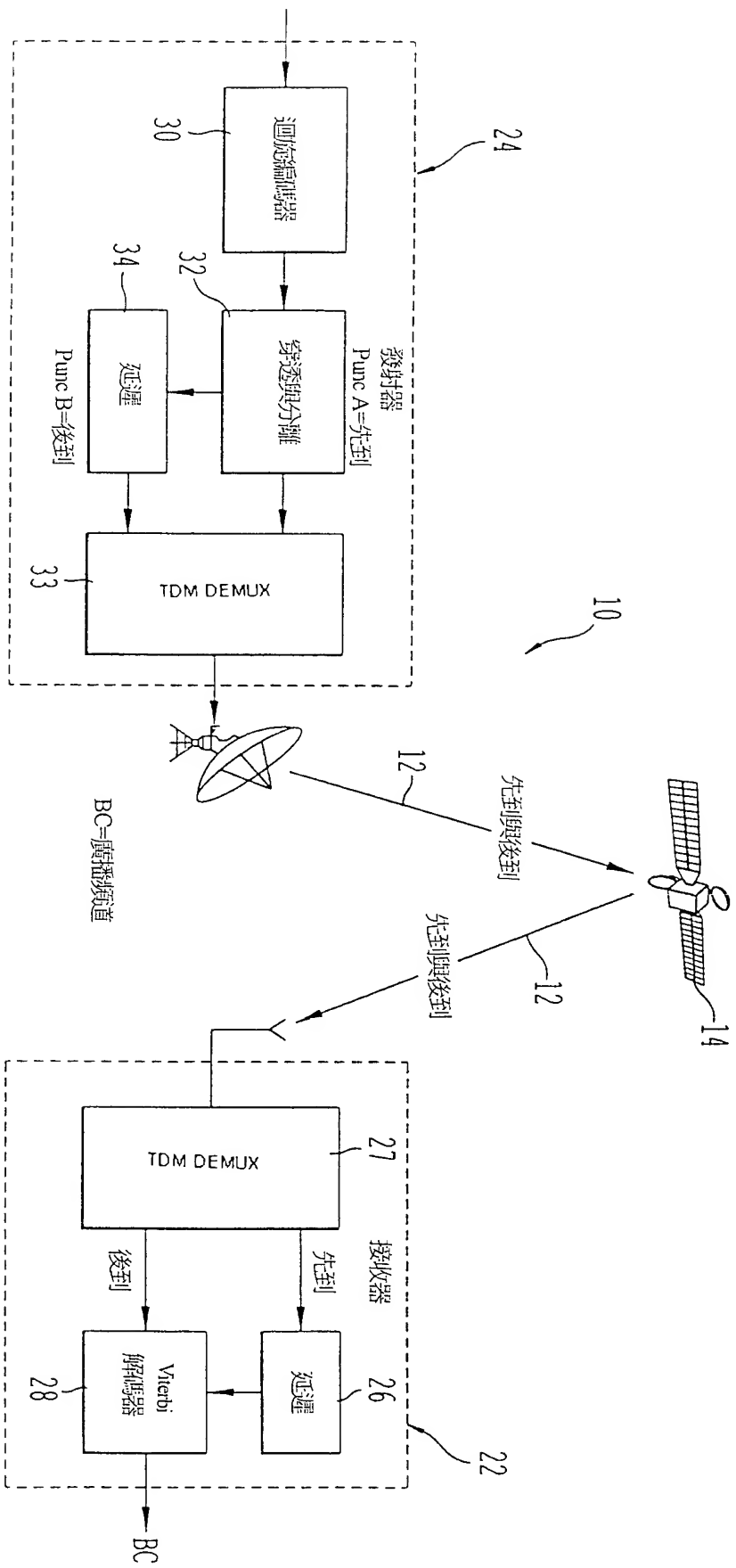


圖 1A

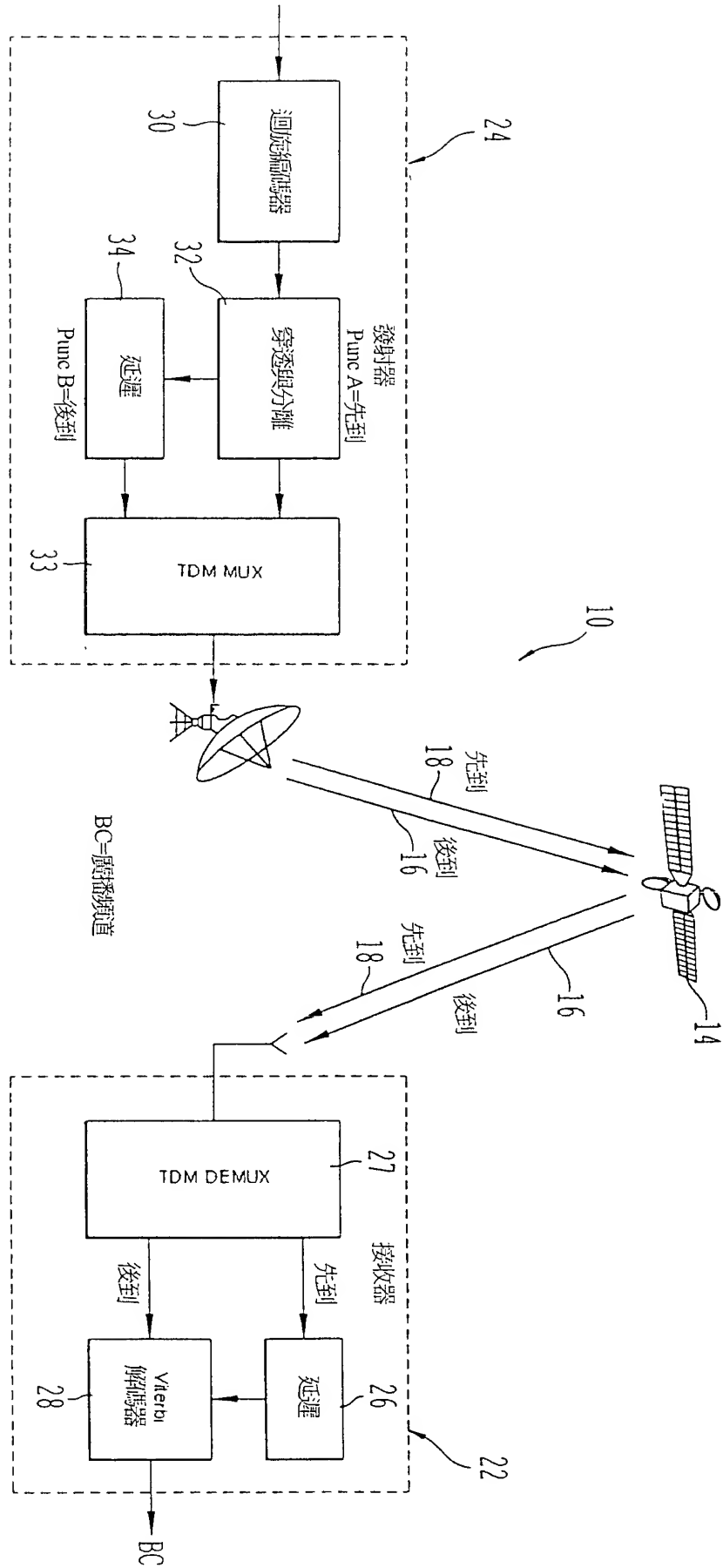


圖 1B

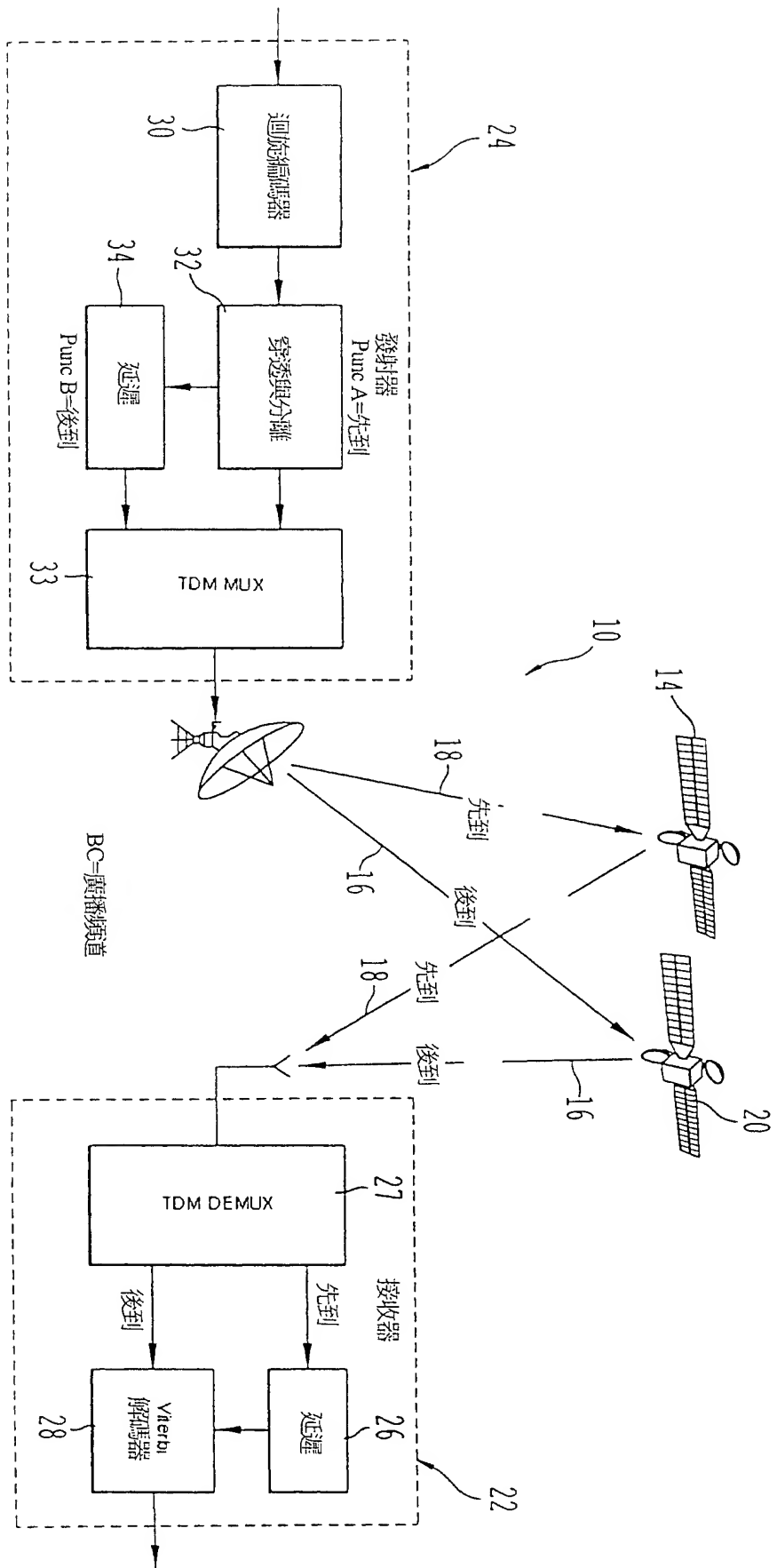
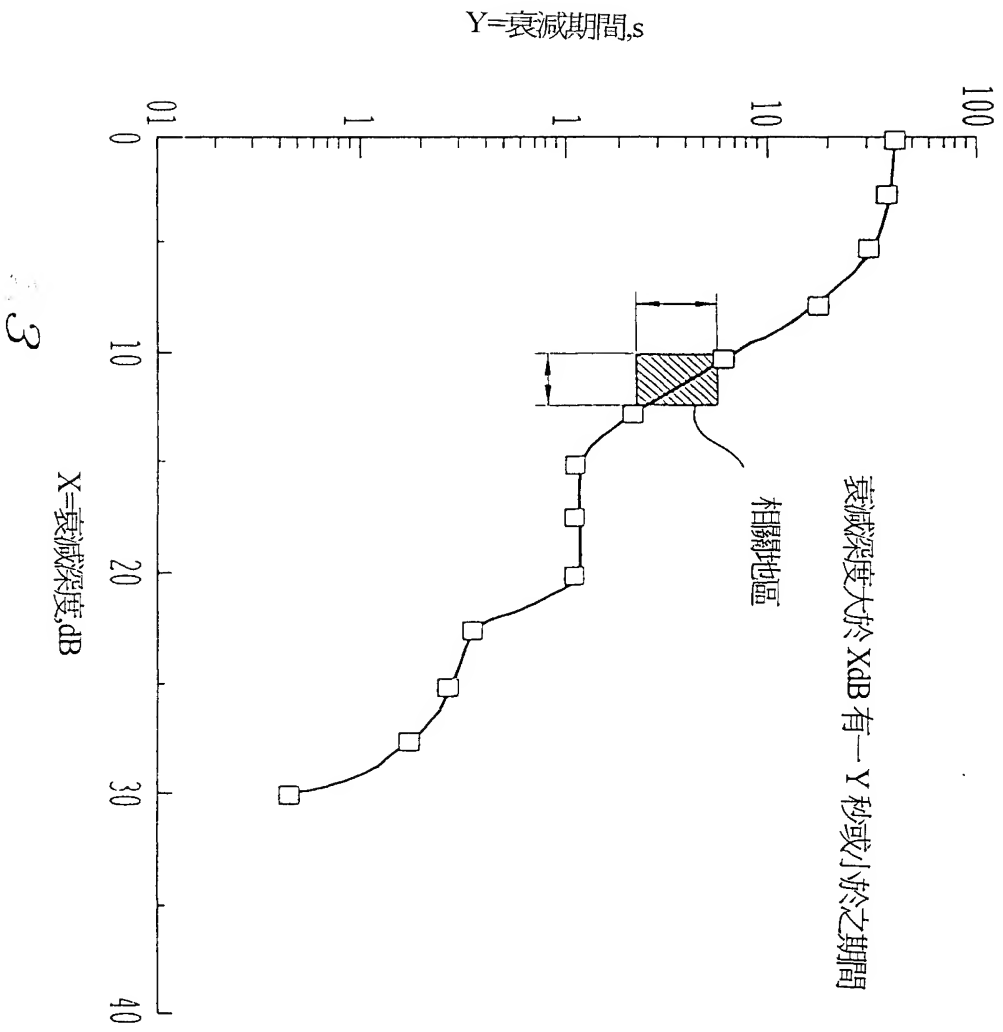
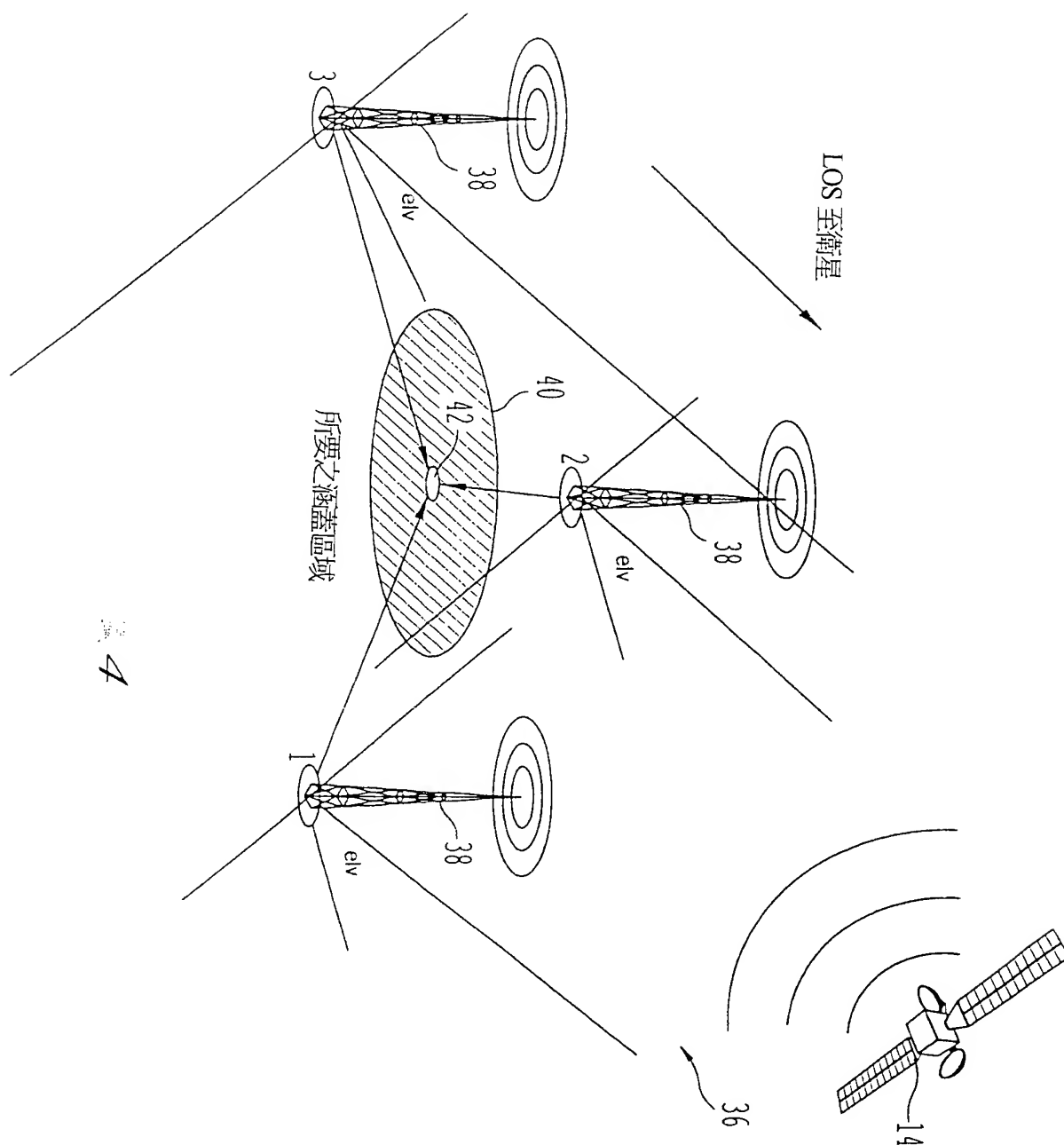


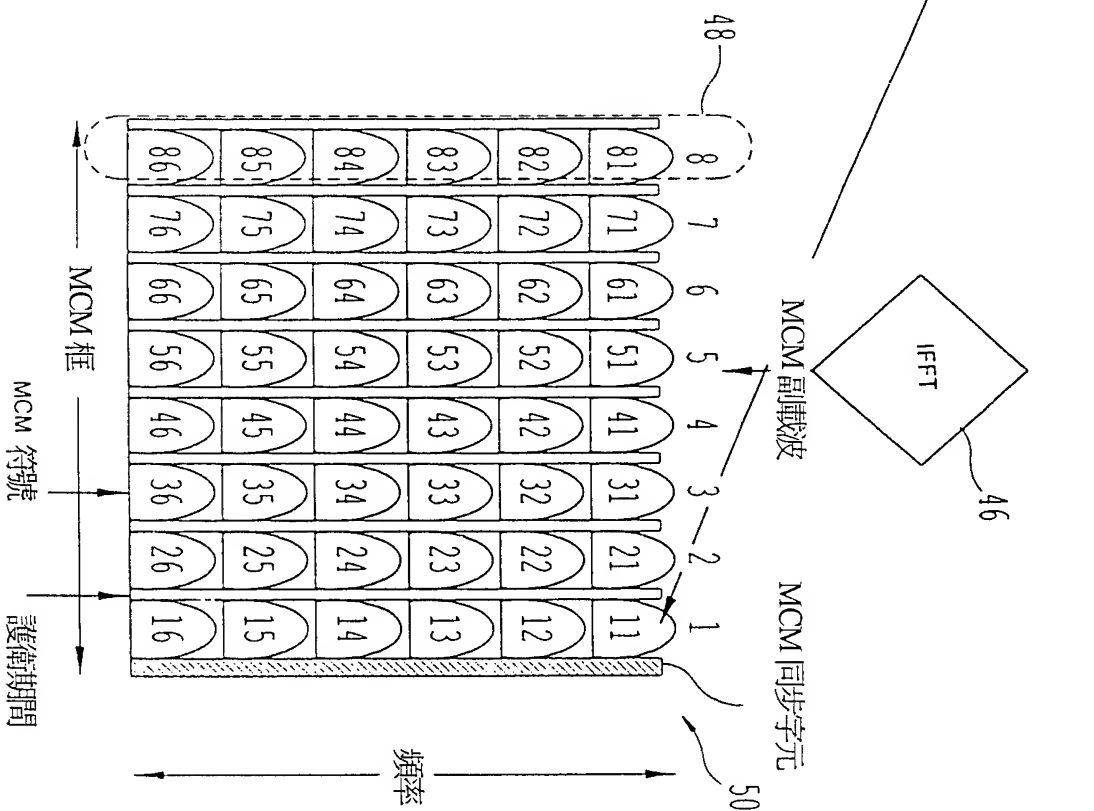
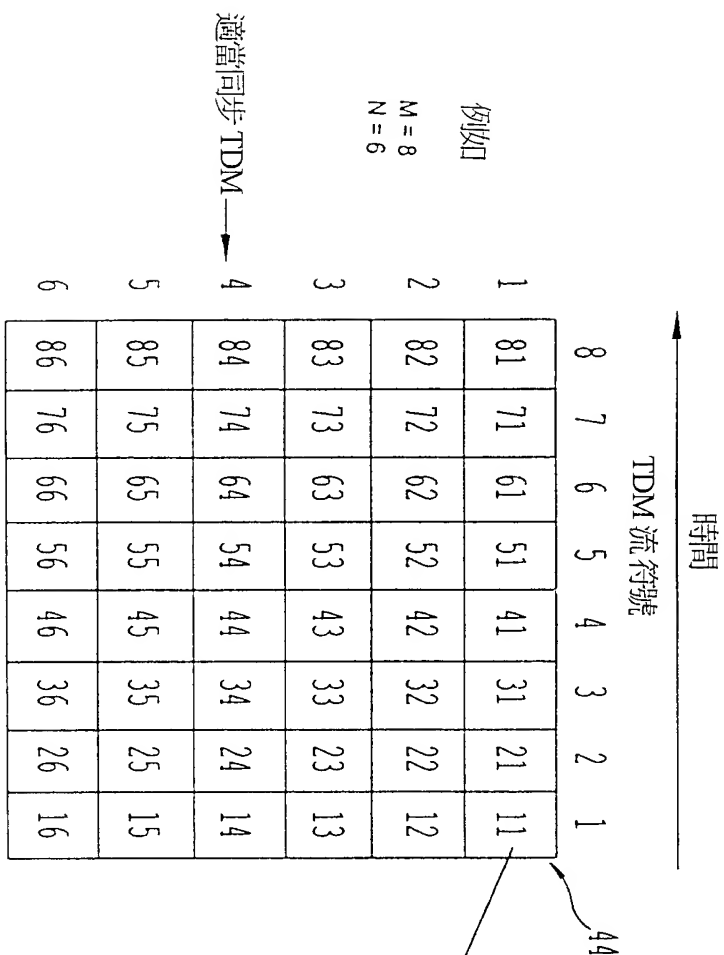
圖 2

最大衰減期間對衰減深度圖





# TDM 符號至 MCM 副載波之同步



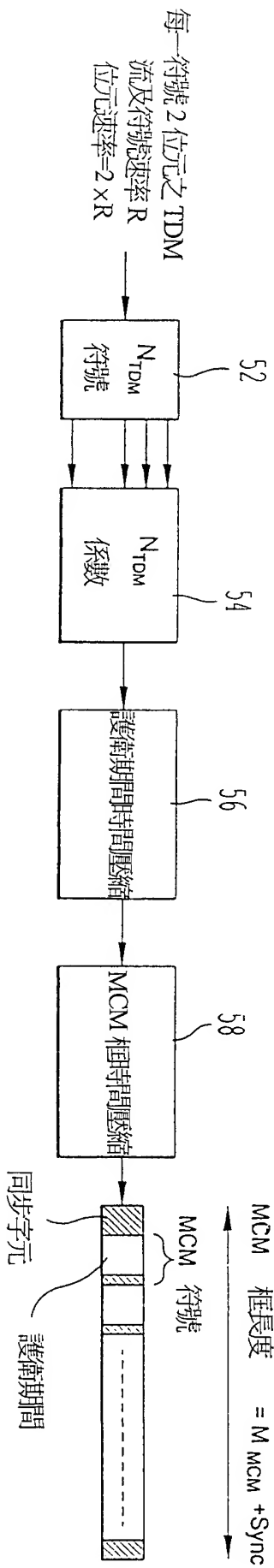


圖 6

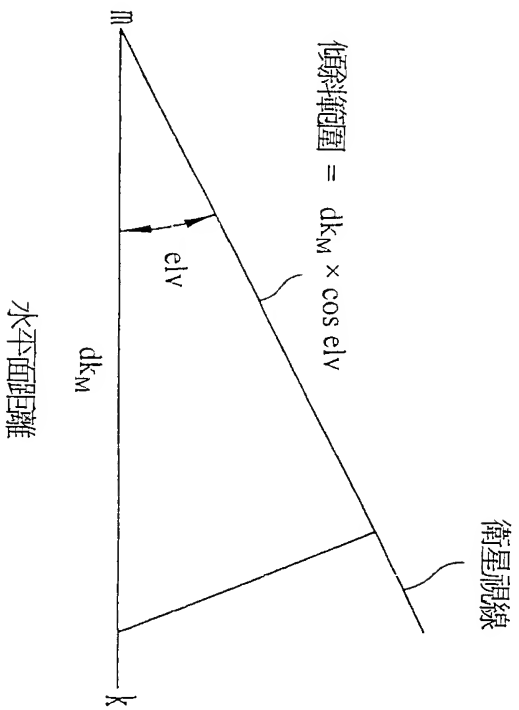


圖 8

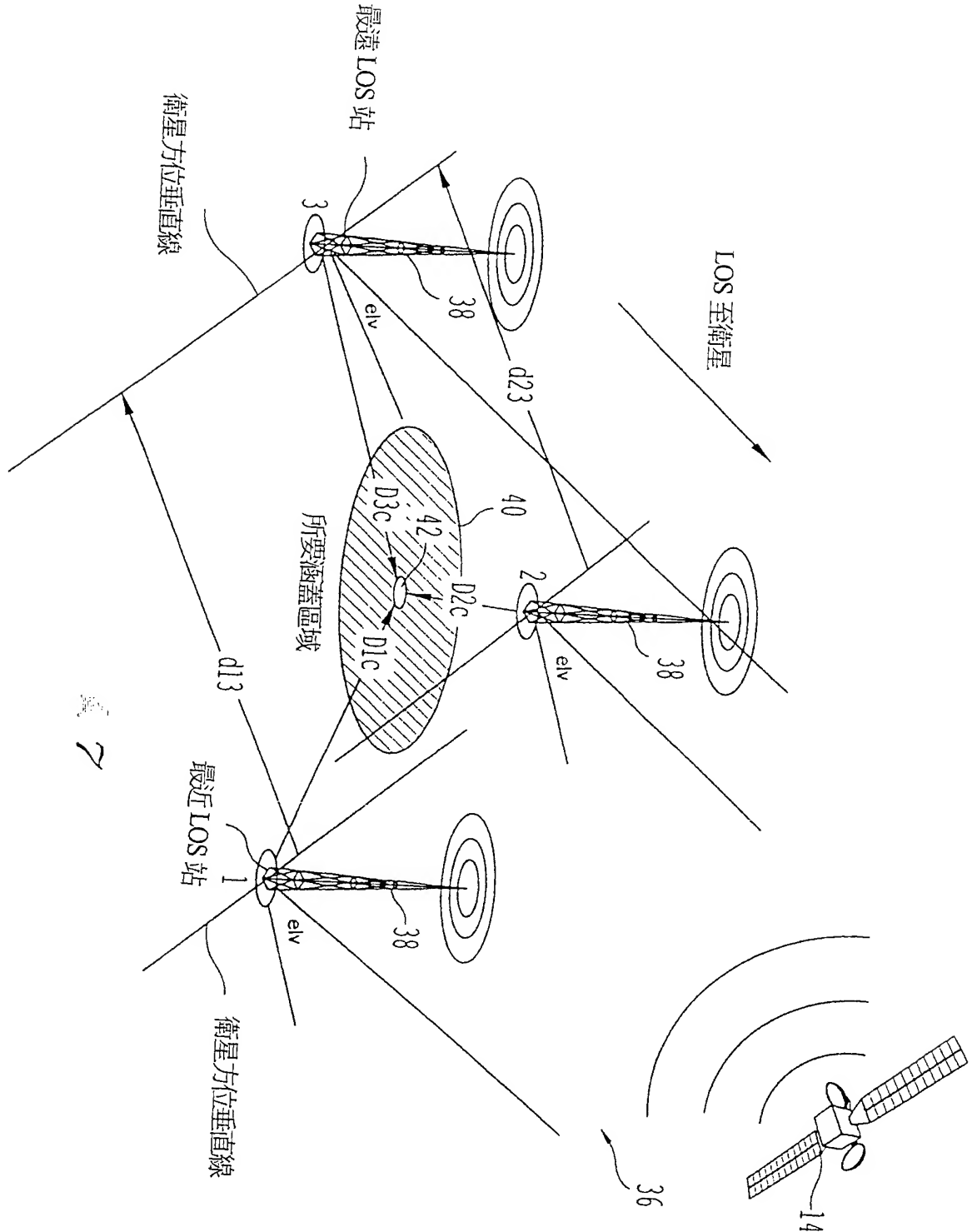
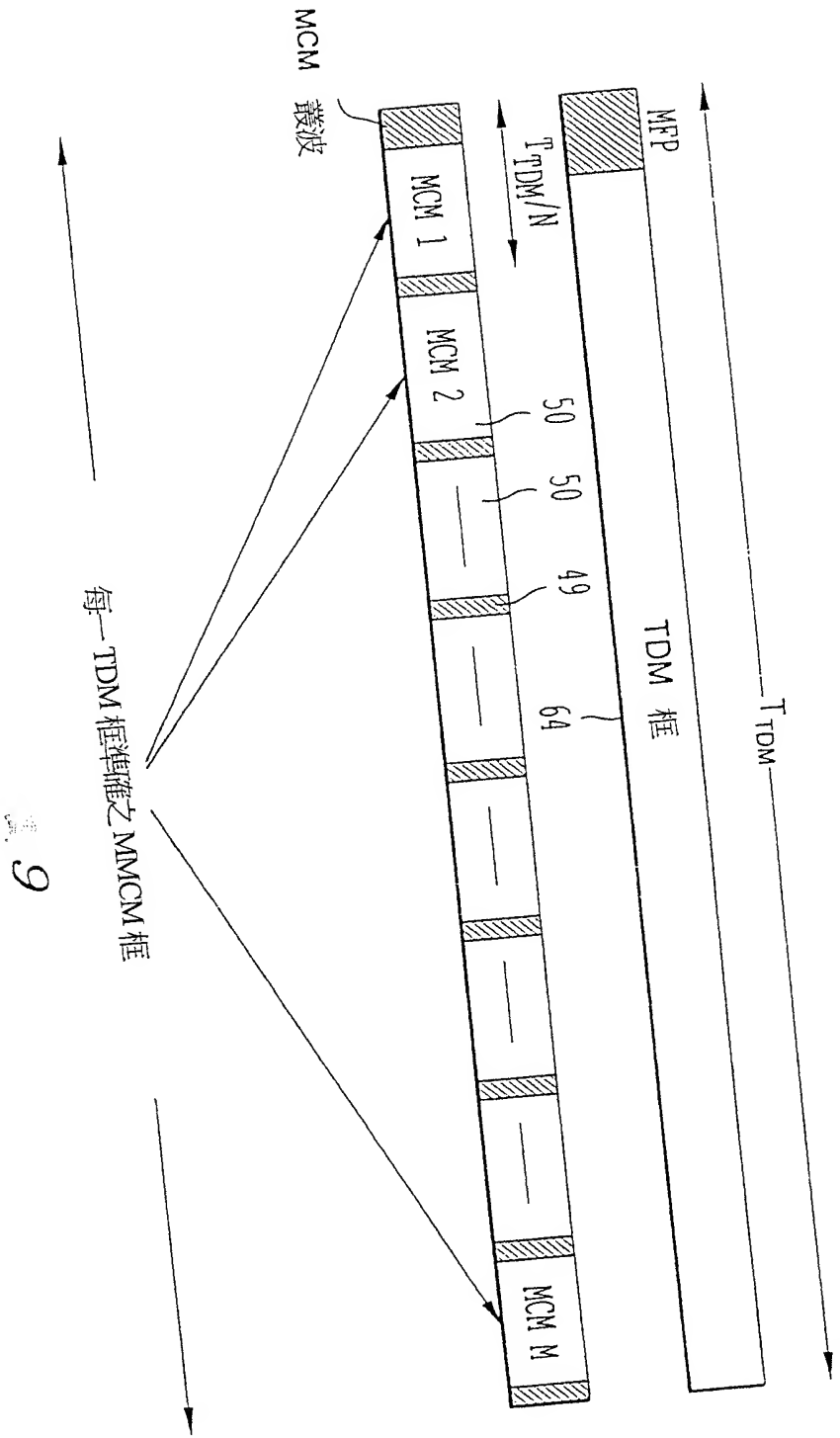
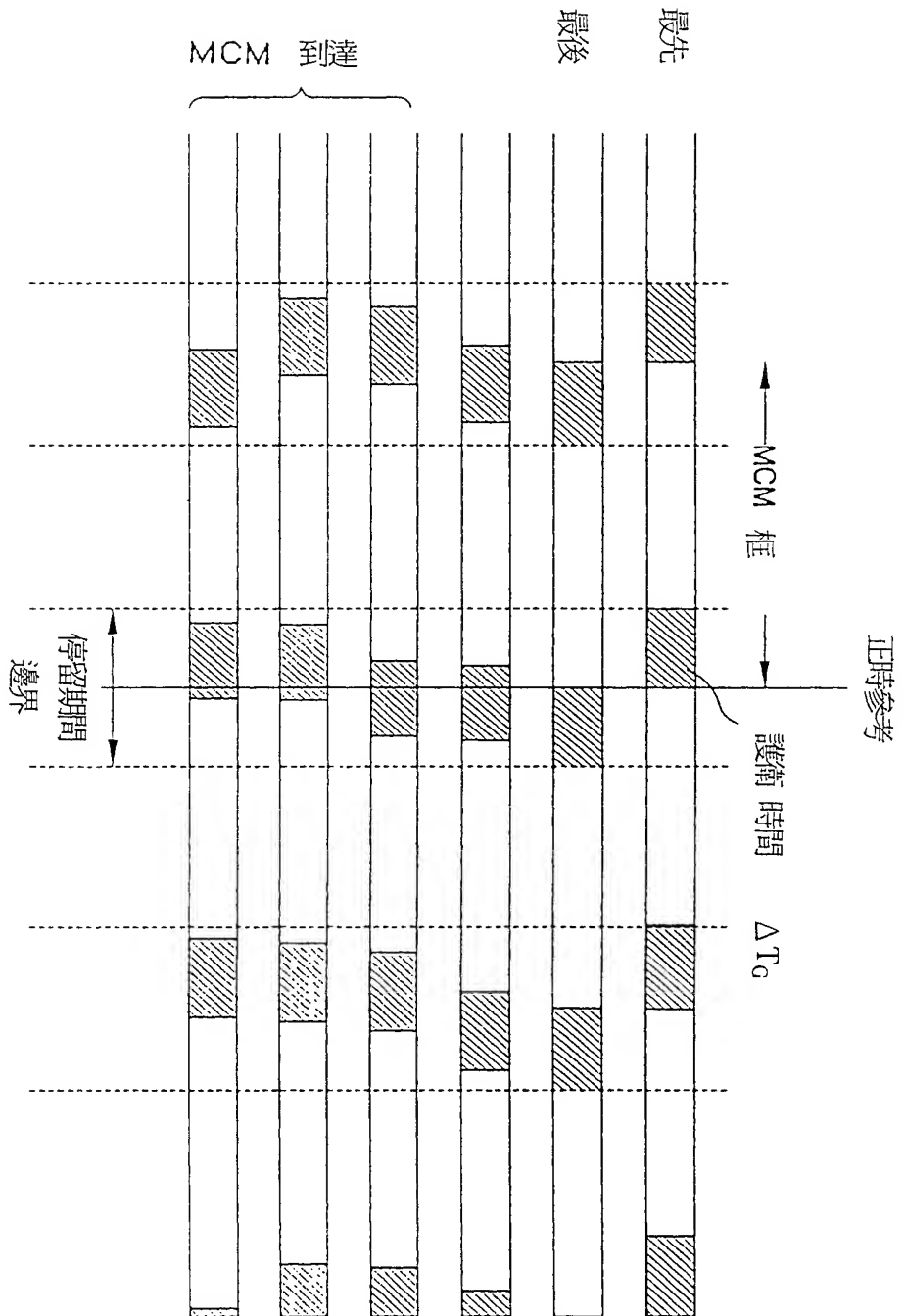
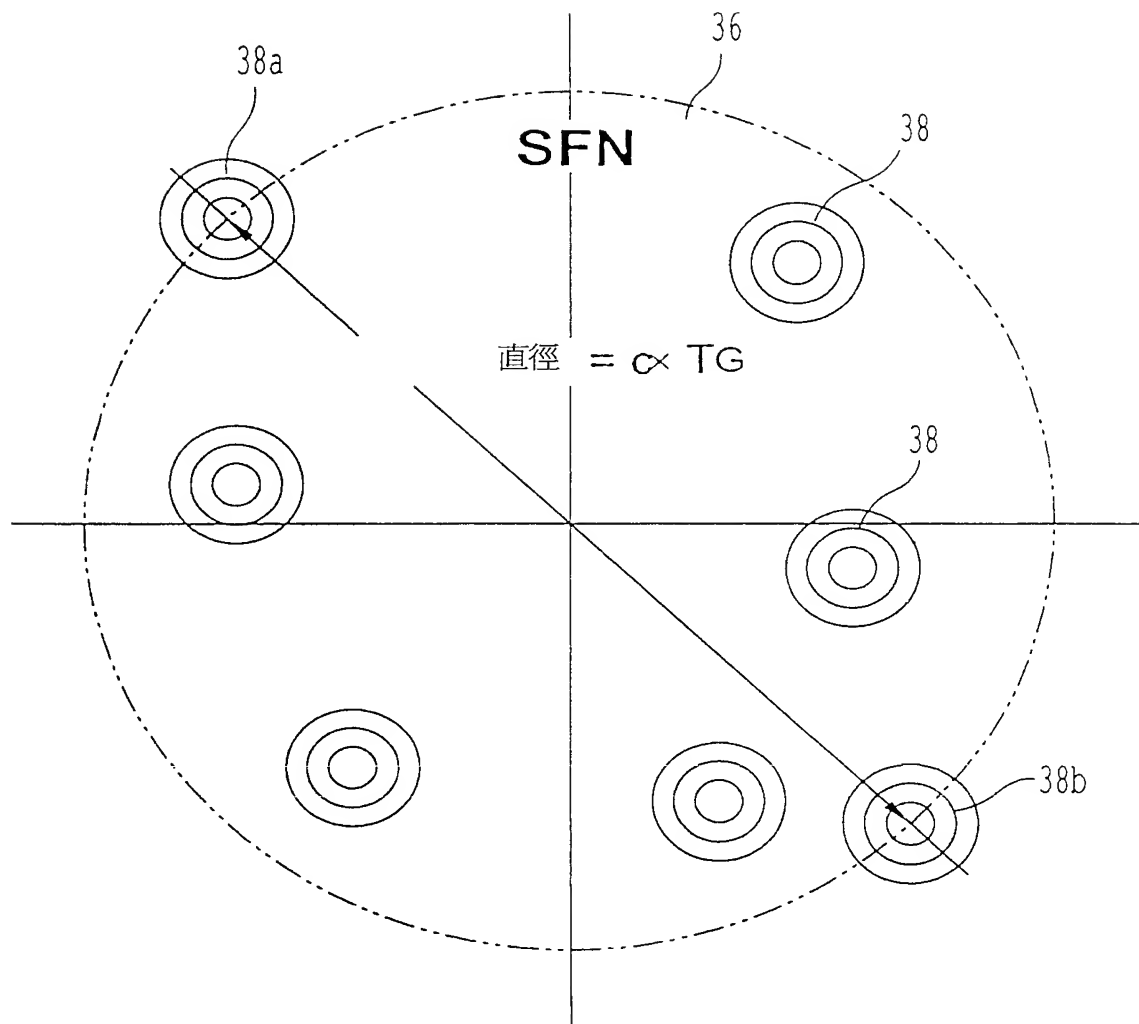


圖 7









## Coding of data stream

Patent/Publication Number	583842
Issued/Publication Date	2004/04/11
Application Date	2001/09/06
Application Number	090122097
Certification Number	199477
IPC	H03M-013/35
Inventor	MARTINI, MARIA GIUSEPPINA IT; CHIANI, MARCO IT
Applicant	KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N.V.NL
Priority Number	20000717 EP 20000202531

### Abstract

Coding a data stream is provided, wherein the data stream comprises at least one packet having a given packet length and respective partitions of the at least one packet are coded with different error protection rates, the respective lengths of the respective partitions being determined by respective predetermined percentages of the packet length or a fraction of the packet length.

# 公告本

申請日期	90.9.6
案 號	90122097
類 別	H03M13/35

A4  
C4

(以上各欄由本局填註)

583842

## 發明專利說明書

一、發明 名稱	中 文	資料流之編碼
	英 文	CODING OF DATA STREAM
二、發明 創作人	姓 名	1. 瑪利亞 吉賽皮娜 馬丁尼 MARIA GIUSEPPINA MARTINI 2. 瑪可 奇亞尼 MARCO CHIARI
	國 籍	均義大利
三、申請人	住、居所	1. 義大利培魯吉亞市皮亞薩單提路7號 2. 義大利利米尼市賈拉伯布路24號
	姓 名 (名稱)	荷蘭商皇家飛利浦電子股份有限公司 KONINKLIJKE PHILIPS ELECTRONICS N. V.
三、申請人	國 籍	荷蘭
	住、居所 (事務所)	荷蘭愛因和文市格羅尼渥街1號
三、申請人	代 表 人 姓 名	J. L. 凡 德 渥 J. L. VAN DER VEER

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大 類：
I P C 分類：

A6  
B6

本案已向：

國（地區） 申請專利，申請日期： 案號： ，☐有 ☐無主張優先權  
歐洲專利機構 2000年07月17日 00202531.0 ☐有 ☒無主張優先權

有關微生物已寄存於： ，寄存日期： ，寄存號碼：

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

訂

線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

## 四、中文發明摘要 (發明之名稱： 資料流之編碼)

本發明揭示一種資料流之編碼，其中資料流包括至少一具有一給定封包長度的封包，並且該至少一封包的各自分割部份係使用不同的誤差保護率編碼，該等各自分割部份的各自長度係按封包長度之各自預先決定百分比決定，或按該封包長度之分數決定。

## 英文發明摘要 (發明之名稱：CODING OF DATA STREAM)

Coding a data stream is provided, wherein the data stream comprises at least one packet having a given packet length and respective partitions of the at least one packet are coded with different error protection rates, the respective lengths of the respective partitions being determined by respective predetermined percentages of the packet length or a fraction of the packet length.

## 五、發明說明 ( 1 )

### 發明領域

本發明與資料流之編碼及解碼有關。

本發明進一步與資料流之傳輸及接收有關。

### 發明背景

請參考 2000 年 1 月 IEEE Signal Processing Magazine 中 M. Budagavi、W. Rabiner Heinzelman、J. Webb、R. Talluri 著作的 "Wireless MPEG-4 Video Communication on DSP Chips" 文章。該篇文章發表，為了使壓縮位元流更健全，MPEG-4 視訊壓縮標準將數個錯誤復原工具併入它的簡單分析工具 (simple profile) 中，以能夠偵測、包含及隱藏錯誤。這些是功能強大的來源編碼技術，用以對付位元錯誤小於  $10^{-3}$  的情況；但是，現今無線通道可具有更高的位元錯誤率 (BER)。有關行動無線通道的惡劣狀況係起因於在發射器與接收器之間移動而導致的多路徑衰落，以及地面環境的變化。多路徑衰落本身顯然是長錯誤叢發的形式。因此，需要某種交錯及通道編碼形成，以改良通道狀況。使用來源編碼與通道編碼的組合，可運用 MPEG-4 簡單分析 (simple-profile) 視訊壓縮，在易錯誤 (error-prone) 無線通道上實現可接受的視覺品質。MPEG-4 壓縮位元流結構也適合使用非相等錯誤保護 (unequal error protection; UEP) (一種結合來源-通道編碼的形式)，以確定位元流重要部份的錯誤較少。

### 發明概要

本發明的目的是提供一種改良的資料傳輸。為此目的，



## 五、發明說明( 2 )

本發明提供如獨立申請專利範圍中定義的編碼、解碼、傳輸、接收、資料流及儲存媒體。在依附的申請專利範圍中定義有利的具體實施例。

本發明特別適用於 MPEG-4 視訊無線傳輸領域。本發明人認識到 MPEG-4 封包的長度不是完全一樣長，並且不同封包中的分割部份具有不同的長度，這是因為使用可變長度編碼，以及每個封包中具有整數巨集區塊數量的需求。這意味著無法使用 UEP 機制，並且為了運用正確編碼率來執行解碼，接收器應知道通道解碼層級的位元流結構。封包（似分割部份）的長度不同；因此，應針對每個封包來動態變更 UEP 機制，並且必須知道分割部份長度。本發明提供適用於具有可變長度之封包及分割部份的 UEP。

根據本發明第一項觀點，資料流中至少一封包的各自分割部份係使用不同的誤差保護率編碼，其中該等各自分割部份的各自長度係按該至少一封包長度之各自預先決定百分比決定，或按該封包長度之分數決定。藉由依據固定百分比提供分割，可實行適用於具有可變長度的 UEP。

在實用的具體實施例中，整個封包內所有分割部份的長度係按該封包長度的百分比決定。但是，某些分割部份的長度也可採用固定、預先決定長度來決定。然後，剩餘分割部份的長度最好是按該封包長度的分數百分比決定。這個分數通常等於該等分割部份總長度，該等分割部份的長度係按（分數的）百分比決定。在實用具體實施例中，這等於封包長度減固定長度的總和。所以，可組合固定分割部

## 五、發明說明 ( 3 )

份長度及比例分割部份長度。

其優點為，給定的封包長度係按照介於資料流中兩個標記(marker)間的距離決定，其中該等兩個標記的至少一標記指示封包開始。

其優點為，其中所決定的各自預先決定百分比促使該封包的一第一分割部份包含至少一第一原始封包分割部份。該第一原始封包分割部份可能是該封包的標題。藉由在正常條件下選取第一百分比，使該標題一定包含於該第一分割部份中，可使用一相同保護率來保護整個標題，該保護率最好高於後續分割部份的保護率。進一步決定的百分比最好促使給定分割部份與前一分割部份的總和最好與原始分割部份數量相同。

在根據本發明一項具體實施例的解碼器中，一資料流包括至少一具有一給定封包長度的封包，其中該至少一封包的各自分割部份係使用不同的誤差保護率編碼，接收，以及該等各自分割部份係使用不同的誤差保護率解碼。

參考下文中詳細說明的具體實施例即可明白本發明的前述及其他觀點。

### 圖式簡單說明

圖 1 顯示 MPEG-4 中的資料分割；

圖 2 顯示根據本發明一項具體實施例之保護機制的原理圖；

圖 3 顯示根據本發明一項具體實施例之開始碼代換(start code substitution)及(成比例)非相等錯誤保護；

## 五、發明說明 ( 4 )

圖 4 顯示本發明第一項具體實施例之發射器，該發射器包括開始碼偵測及代換裝置；

圖 5 顯示本發明第一項具體實施例之接收器，該接收器包括開始碼偵測及更換裝置；

圖 6 顯示根據本發明一項具體實施例之成比例非相等錯誤保護。

圖式中只顯示瞭解本發明所需的元件。

### 圖式詳細說明

由於壓縮，尤其使用預測編碼及可變長度編碼 (Variable Length Coding; VLC)，導致 MPEG-4 位元流非常易受到錯誤的影響。1988 年 6 月 IEEE Communication Magazine 第 36 卷第 6 號，R. Talluri 著作的 "Error-resilient video coding in the ISO MPEG-4 standard" 文章中說明於 ISO MPEG-4 標準中標準化的視訊編碼技術的錯誤復原觀點。ISO MPEG-4 標準中採納特定工具，使透過有雜訊之無線通道上傳達的壓縮視訊資料能夠詳細呈現。這些技術包括重新同步化策略、資料分割、可反相可變長度編碼 (Variable Length Code) 及標題延伸編碼。

這些工具有且於加強 MPEG-4 位元流的強固性。配合使用重新同步化 (Resync) 標記，MPEG-4 位元流結果由長度幾乎相同的封包所組成。不管此類的工具，當透過無線通道傳輸 MPEG-4 時，可實現的接收品質仍然不佳。但是，如果在通道編碼層級利用錯誤復原工具，則錯誤復原工具可進一步改良所接收的視訊品質。具體而言，可有效

## 五、發明說明 ( 5 )

利用資料分割工具來執行非相等錯誤保護 (unequal error protection; UEP)：將包含於每個封包中的資訊位元分割成三個分割部份，每個分割部份均具有不同的通道錯誤靈敏度。如圖 1 所示，針對 I 訊框，分割部份係由標題 HI 與藉由 DC 標記 DCm 所分隔的 DC DCT 係數和 AC 係數所組成。針對連接的 P 訊框，分割部份係由標題 HP 與藉由運動標記 mm 所分隔的運動分割部份和結構分割部份 tp 所組成。

一種適用的技術同時考慮無線通道及所說明之應用的特性。具體而言，應透過 UEP 來利用關於來源位元對通道錯誤的不同靈敏度。這個技術在於依據來源位元對通道錯誤的感知靈敏度來執行錯誤保護：愈敏感的位元使用愈高的保護（對應於較低保護率編碼）來保護，針對低重要性的位元則使用較低的保護（即，較高保護率編碼）。與典型的正向錯誤校正 (Forward Error Correction; FEC) 相比，UEP 允許透過利用來源的特性，以相同的位元速率來實現較高的感知視訊品質。

在建議的機制中，會依據相關資訊的主觀重要性，使用不同的編碼率來保護這三個分割部份。內含於標題的資訊對連續解碼封包而言非常重要，因此應極力保護這些資訊。就訊框內而言，DC 係數的主觀重要性高於 AC 係數；因此，對 DC 係數的保護應高於 AC 係數。就感知訊框而言，運動資料受到的保護應高於結構資料，就如同運動資料被正確接收，而結構資料可能會被局部重新建構。

## 五、發明說明 ( 6 )

建議的 UEP 實施也考慮不同類型訊框的不同重要性：在 MPEG-4 標準中。內部(Intra)、預測(Predicted)及回溯預測 (Backward predicted) 訊框均被考慮，其中內部(Intra) 訊框係以獨立方向編碼，而與其他無關，而預測(Predicted) 訊框利用來自於連續訊框的資訊。

正確接收內部(Intra)訊框對執行後續預測(Predicted) 訊框的運動補償而言非常重要，因此較低平均通道編碼率(即，較高保護)應與內部(Intra)訊框組合在一起，而預測(Predicted)訊框可使用較高平均通道編碼率(即，較低保護)編碼。圖 2 顯示所期望之保護機制的原理表示。

UEP 可能係透過速率相容擊穿捲積(Rate Compatible Punctured Convolutional; RCPC)編碼執行，其中速率係依據位元的感知重要性而定。在此情況下，考慮的編碼係藉由擊穿 (puncturing) 同一"母"編碼的方式獲得。然後，只需要一個編碼器及一個解碼器就可執行整個位元流的編碼及解碼。速率相容擊穿捲積編碼 (Rate Compatible Punctured Convolutional Code)本身可從 1988 年 4 月 IEEE Trans. Commun.,第 36 卷第 4 號第 389 至 400 頁 J. Hagenauer 著作的 "Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes (RCPC Codes) and their Applications"文章中得知。

考慮不同的平均編碼率來保護不同的訊框 (I 訊框係使用較高保護/較低速率編碼，P 訊框則考慮使用較低保護/較高速率編碼)，並且針對每個訊框，利用加入至 MPEG-4 標

## 五、發明說明 ( 7 )

準的資料分割工具，以為最重要的分割部份提供更強的保護。如果未正確接收訊框，則可重新傳輸訊框。

MPEG-4 編碼位元流的結構為：視訊物件 (Video Object ; VO)、視訊物件層 (Video Object Layer ; VOL)、視訊物件平面群組 (Groups of Video Object Plane ; GOV)、視訊物件平面 (Video Object Plane ; VOP) 及封包。為了允許同步化，會藉由相關的開始碼來標示位元流每個部份的開始。開始碼是唯一的字組，可從任何合法的可變長度編碼字組序列辨識。H1 標示 VO 的開始碼、H2 標示 VOL 的開始碼、H3 標示 GOV 的開始碼、H4 標示 VOP 的開始碼及 H5 標示封包開始碼 (重新同步化 (Resync))。

主要的問題是 MPEG-4 封包的長度不是完全一樣長，並且不同封包中的分割部份具有不同的長度，這是因為使用可變長度編碼，以及每個封包中具有整數巨集區塊數量的需求。這意謂著無法使用 UEP 機制，並且為了運用正確編碼率來執行解碼，接收器應知道通道解碼層級的位元流結構。封包 (似分割部份) 的長度不同；因此，應針對每個封包來動態變更 UEP 機制，並且必須知道分割部份長度。由於考慮到這個問題，因而建議一種用以執行 UEP 的解決方案：成比例 UEP (Proportional UEP)。

成比例非相等錯誤保護 (Proportional Unequal Error Protection ; P-UEP)

圖 6 顯示成比例非相等錯誤保護 (Proportional

## 五、發明說明 ( 8 )

Unequal Error Protection) 的原理。由於接收器不知道每個欄位的長度，所以使用一種成比例機制，給定封包的（可變）長度。最好透過接收兩個適當的開始碼（至少其中一個是封包開始碼）來決定封包長度。為了填寫封包緩衝器，此類的機制會造成一個封包延遲。考慮位元流的特性，為每個分割部份選取百分比長度。給定三個分割部份的百分比長度為  $P_1$ 、 $P_2$ 、 $P_3$ ，受到速度  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  保護，則給定 I 封包平均速度的方式為：

$$R_{avg} = \frac{R_1 R_2 R_3}{P_1 R_2 R_3 + P_2 R_1 R_3 + P_3 R_1 R_2}$$

同樣地，針對 P 封包：

$$R_{avg}' = \frac{R_1' R_2' R_3'}{P_1 R_2' R_3' + P_2 R_1' R_3' + P_3 R_1' R_2'}$$

接著，已編碼封包的長度為：

$$L_{coded\_packet\_I} = \frac{L_{packet}}{R_{avg}} + \frac{M}{R_3}$$

適用於 I 訊框

以及

$$L_{coded\_packet\_p} = \frac{L_{packet}}{R_{avg}'} + \frac{M}{R_3'}$$

適用於 I 訊框

其中 M 是編碼的記憶體，在此情況下考慮捲積編碼。就編碼的記憶體 M 而言：捲積編碼與區塊編碼的差異為，編碼器包含記憶體，並且在任何給定時間單元，編碼器輸出不僅取決定該時間單元的輸入，而且還取決於前 M 個輸入區塊，其中 M 是編碼的記憶體。記憶體 M 捲積編碼器係由 M 階移位暫存器所組成，其中所選階的輸出經過模 2 (modulo-2) 相加，以構成已編碼符號。由於捲積編碼器屬

## 五、發明說明 ( 9 )

於連續電路，其運作可藉由狀態圖來說明。編碼器的狀態被定義成它的移位暫存器內容；因此編碼器可假設  $2^M$  個狀態。為了使用相同的位元強度來保護位元流最後的位元，應將  $M$  個尾端位元加入至位元流，以強制編碼器叢集回到已知狀態（通常是"0"狀態）。事實上，如果考慮捲積編碼，則終止封包的方式為將  $M$  位"0"位元移位至移位暫存器，以便允許適當終止格子。尾端位元係使用較高速率編碼。為了計算總平均速度，應計算介於  $I$  訊框與  $P$  訊框之間的平均值，並且也應考慮因開始碼代換所造成的內部操作 (overhead)。

本發明的觀點採用各別預先決定的可變封包長度百分比當作各別的封包分割部份。考慮資料流的特性，所決定的百分比最好促使該封包的第一分割部份包含至少第一原始封包分割部份（例如，標題），並且第一分割部份與第二分割部份的總和包含至少第一原始封包分割部份及第二原始封包分割部份等等。

第二項主要問題為 MPEG-4 開始碼不穩定而容易錯誤：開始碼中的單一錯誤會造成偵測失誤，導致同步化損失。為了應付這些問題，本發明建議一些有利的解決方案。如果發生錯誤，可模擬開始碼以及偵測失誤。為了解決這個問題，建議開始碼代換。

## 開始碼代換

在進一步具體實施例中，在 MPEG-4 編碼（請參閱圖 3）之後，會使用偽雜訊字組來替換開始碼，其中偽雜訊字組



## 五、發明說明 ( 10 )

是具有高關聯性屬性的序列，例如 Gold 序列)。這個新開始碼係以無線開始碼 (Wireless Start Code) 標示。具體而言，針對 VO、VOL、VOP、GOV 開始碼及重新同步化 (Resync) 標記執行代換。圖 3 顯示已編碼資料流 S，其包含標記 H1...H5。使用具有較高防通道錯誤之強固性的標記 WH1...WH5 來代換這些標記，以獲得適用於無線傳輸的資料流 WS。接收器接收到的資料流 WS 變成資料流 RS，其類似於 WS 但可能有通道錯誤。標記 WH1...WH5 被接收而成為 WH1<sub>R</sub>...WH5<sub>R</sub>。標記 (字組) WH1<sub>R</sub>...WH5<sub>R</sub> 類似於 WH1...WH5，但可能有通道錯誤。因為這些標記具有較高的關聯性屬性，所以可被辨識為 WH1...WH5，之後分別被類似於 H1...H5 的標記代換。就 MPEG-4 位元流而論，圖 3 中的資料流不包含 GOV 開始碼 (H3)。在 MPEG-4 位元流中，在 VOL 開始碼 (H2) 之後沒有 GOV 開始碼 (H3)，這是因為 VOL 開始碼 (H2) 也包含 GOV 的開頭。

於接收器端，在通道解碼處理程序之前，會先透過關聯性來評估這些無線開始碼 WH1...WH5 的位置；介於可能缺少開始碼與可能評估開始碼之間應達成交換，以此方式相應選擇無線開始碼長度及關聯性的適當門限值。隨著執行偵測，使用來自於原始開始碼集的對應開始碼 H1...H5 來代換無線開始碼 WH1...WH5。藉此使 MPEG-4 解碼器 (請參閱圖 5) 完全明白所要的代換。

在通道編碼層級，建議根據本發明的優秀具體實施例：

## 五、發明說明 ( 11 )

開始碼代換 (Start Codes Substitution) 結合成比例非相等錯誤保護 (Proportional Unequal Error Protection ; P-UEP)。

就相符訊框的 VOP 簡化案例，提供優秀具體實施例的說明。圖 4 與 5 中的虛線標示控制線。

圖 4 顯示根據本發明的發射器，該發射器包括開始碼偵測器 12，用以偵測開始碼 H1...H5。偽雜訊字組產生器 13 使用對應的偽雜訊字組 WH1...WH5 來代換偵測到的開始碼。將偽雜訊字組 WH1...WH5 提供給多工器 14，其包括要傳輸之資料流 WS 中的偽雜訊字組。

於封包緩衝器 10 中接收資料流 S。在通道編碼器 11 對出現在標記 H1...H5 之間的資料流 S 封包進行通道編碼，以獲得通道編碼封包。將這些通道編碼封包提供給多工器，並且納入要傳輸的資料流 WS 中。將要傳輸的資料流提供給天線（例如，進行無線傳輸）或提供給儲存媒體 15。

如上文所述，使用 P-UEP 執行圖 4 所示的通道編碼具有許多優點，但是也可使用其他的通道編碼機制。

圖 5 顯示接收器 3，用以接收圖 4 所示之發射器所傳輸的資料流 WS。在開始碼偵測器 32（例如，偽雜訊字組偵測器）中，執行介於每個允許的偽雜訊字組（即，來自於預先決定偽雜訊字組集，對應於標記）與相關位元流部份之間的關聯性評估，以偵測代表開始碼的偽雜訊字組。關聯性係比對對應的門限值 th。當偵測偽雜訊字組時，位元流中

## 五、發明說明 ( 12 )

的位元指示項移位適當數量的位元，並由開始碼產生器 33 提供對應的 MPEG-4 開始碼 H1...H5，將開始碼插入至多工器 34 中，由多工器負責排列要饋送至 MPEG-4 解碼的位元流 S。如果偵測到 GOV 開始碼或 VOP 開始碼，則 VOP 指示項會變更其狀態。

如果偵測到重新同步化 (Resync) 標記，則會初始化封包緩衝器 30，並將後續位元填入緩衝器，直到偵測到下一個開始碼。除非緩衝器包含 N 位位元，否則不會執行關聯性評估，其中 N 是封包的最小長度。當偵測到下一個開始碼時，緩衝器 30 內含一個封包；依據 VOP 指示項 infn 及百分比，在通道解碼器 31 中對緩衝器中的位元執行通道解碼。這個結構中使用的速率最好固定，並且與通道編碼器 11 中使手的速度相同。就可變速率而言，發射器 1 必須接收來自於通道編碼器 11 的速率。將經過通道解碼的封包插入至多工器 34 中，由多工器負責排列要饋送至 MPEG-4 解碼的位元流。請注意，如果使用 RCPC 編碼，則會在解碼之前執行解擊穿 (de-puncturing)。在此情況下，然後以母編碼速率 (mother code rate) 將封包解碼。

雖然圖 4 和 5 中未顯示，但是發射器中的調變器可先將資料流調變，之後才傳輸資料流，因此，在執行解碼之前，先在接收器中的解調變器將已調變的資料流解調變。

請注意，上述的具體實施例是用於說明本發明，而不是用於限定本發明，熟知技藝人士能夠設計許多替代具體實施例，而不會脫離隨附申請專利範圍的範疇。在申請專利

## 五、發明說明 ( 13 )

範圍中，放置在圓括號內的任何參照符號不應視為限制該項申請專利範圍。申請專利範圍中的"包括"並不排除使用其他的元件或步驟。本發明可藉由包含數個不同元件的硬體實施，或藉由經過適當程式規劃的電腦實現。在裝置申請專利範圍中列舉的數個裝置中，可用一個及相同硬體項目將這些裝置具體化。這僅僅是在互相不同的相依申請專利範圍中列舉特定措施，而不是表示無法有效這些措施的組合。

簡言之，本發明揭示一種資料流之編碼，其中資料流包括至少一具有一給定封包長度的封包，並且該至少一封包的各自分割部份係使用不同的誤差保護率編碼，該等各自分割部份的各自長度係按封包長度之各自預先決定百分比決定，或按該封包長度之分數決定。

92.11.13

## 六、申請專利範圍

1. 一種資料流之編碼方法，該資料流包括至少一具有一給定封包長度的封包，該方法包括下列步驟：

使用不同的誤差保護率編碼該至少一封包的各自分割部份，其中該等各自分割部份的各自長度係按該封包長度之各自預先決定百分比決定，或按該封包長度之分數決定；以及

輸出具有以該等不同的誤差保護率編碼之該至少一封包之各自分割部份的該資料流。

2. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中該給定的封包長度係按照介於該資料流中之兩個標記 (marker) 間的距離決定，其中該等兩個標記的至少一標記指示一封包開始。
3. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中所決定的各自預先決定百分比促使該封包的一第一分割部份包含至少一第一原始封包分割部份。
4. 如申請專利範圍第 3 項之方法，其中所決定的各自預先決定百分比促使該封包的該第一分割部份與一第二分割部份的總和包含至少該第一原始封包分割部份及一第二原始封包分割部份。
5. 一種資料流之編碼方法，接收到的資料流包括至少一具有一給定封包長度的封包，其中該至少一封包的各自分割部份已使用不同的誤差保護率編碼，該等各自分割部份的各自長度係按該封包長度之各自預先決定百分比決定，該方法包括下列步驟：

使用該等不同的錯誤保護率將該等各自封包分割部份解

82.11.13

## 六、申請專利範圍

碼；以及

輸出具有以該等不同的誤差保護率解碼之各自分割部份的該資料流。

6. 一種編碼一資料流之編碼器，該資料流包括至少一具有一給定封包長度的封包，該編碼器包括：

裝置，用以使用不同的誤差保護率編碼該至少一封包的各自分割部份，其中該等各自分割部份的各自長度係按該封包長度之各自預先決定百分比決定，或按該封包長度之分數決定；以及

裝置，用以輸出具有以該等不同的誤差保護率編碼之該至少一封包之各自分割部份的該資料流。

7. 一種解碼一資料流之解碼器，接收到的資料流包括至少一具有一給定封包長度的封包，其中該至少一封包的各自分割部份已使用不同的誤差保護率編碼，該等各自分割部份的各自長度係按該封包長度之各自預先決定百分比決定，或按該封包長度之分數決定，該解碼器包括：

裝置，用以使用該等不同的錯誤保護率將該等各自封包分割部份解碼；以及

裝置，用以輸出具有以該等不同的誤差保護率解碼之各自分割部份的該資料流。

8. 一種用來傳輸一資料流之發射器，該發射器包括：

如申請專利範圍第 6 項之編碼器；以及

天線裝置，用以傳輸該資料流。

9. 一種用來接收一資料流之接收器，該接收器包括：

## 六、申請專利範圍

天線裝置，用以接收該資料流；以及

如申請專利範圍第 7 項之解碼器。

10. 一種資料流，該資料流包括至少一具有一給定封包長度的封包，其中該至少一封包的各自分割部份已使用不同的誤差保護率編碼，該等各自分割部份的各自長度係按該封包長度之各自預先決定百分比決定，或按該封包長度之分數決定。
11. 一種已儲存資料流之儲存媒體，其中該資料流包括至少一具有一給定封包長度的封包，其中該至少一封包的各自分割部份已使用不同的誤差保護率編碼，該等各自分割部份的各自長度係按該封包長度之各自預先決定百分比決定，或按該封包長度之分數決定。

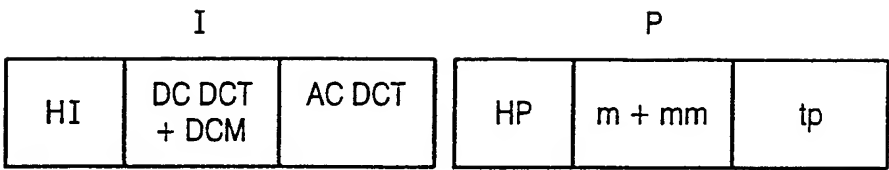
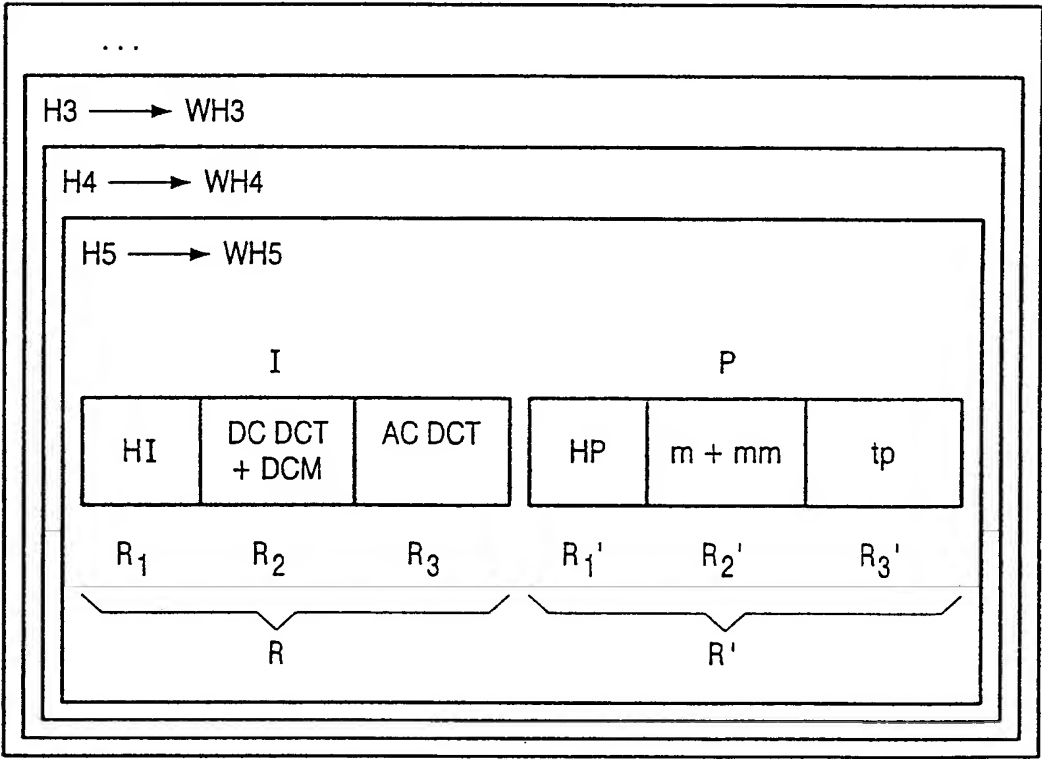


圖 1



$R < R'$

圖 2



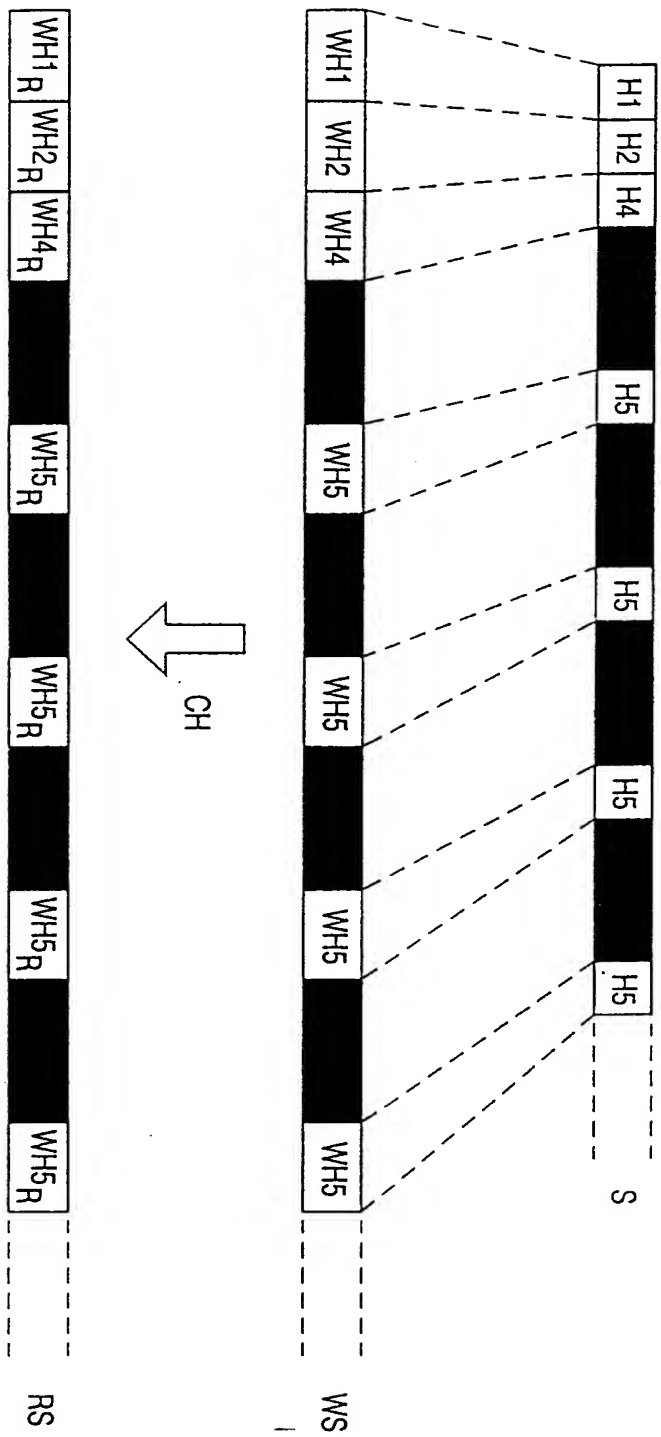


圖 3

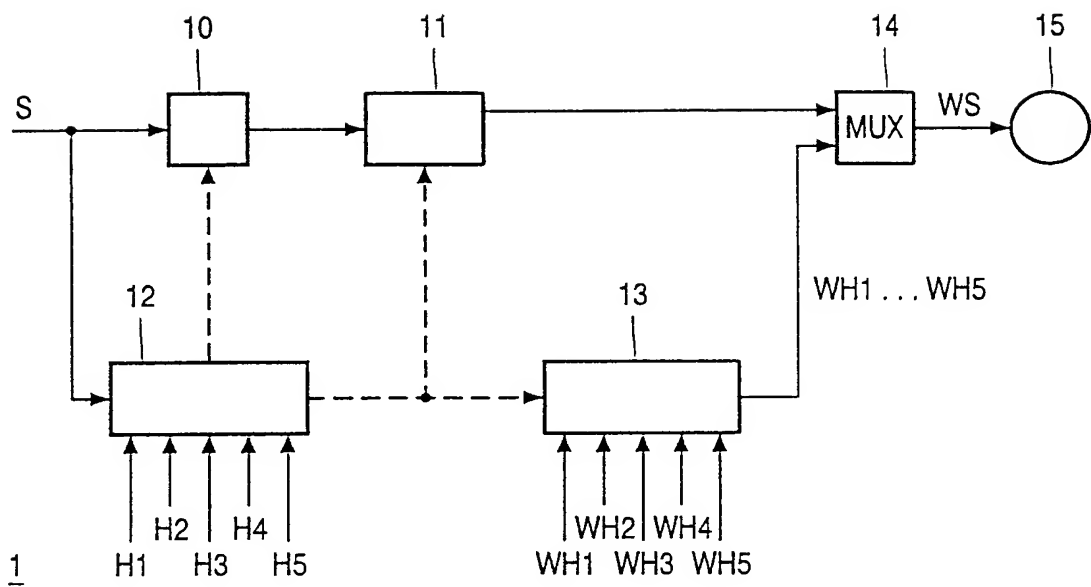


圖 4

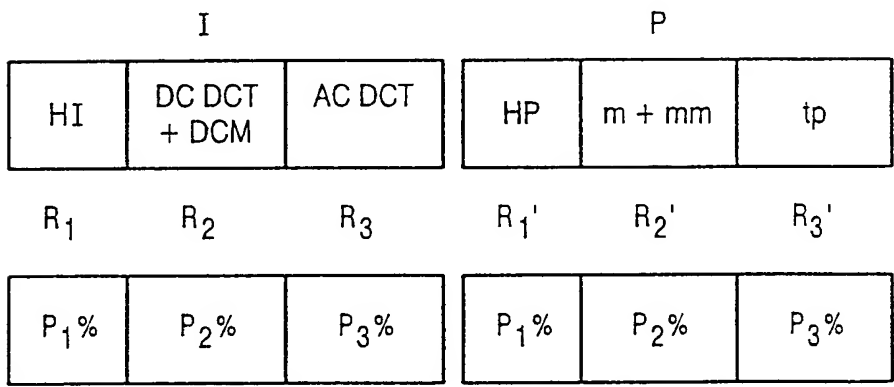


圖 6

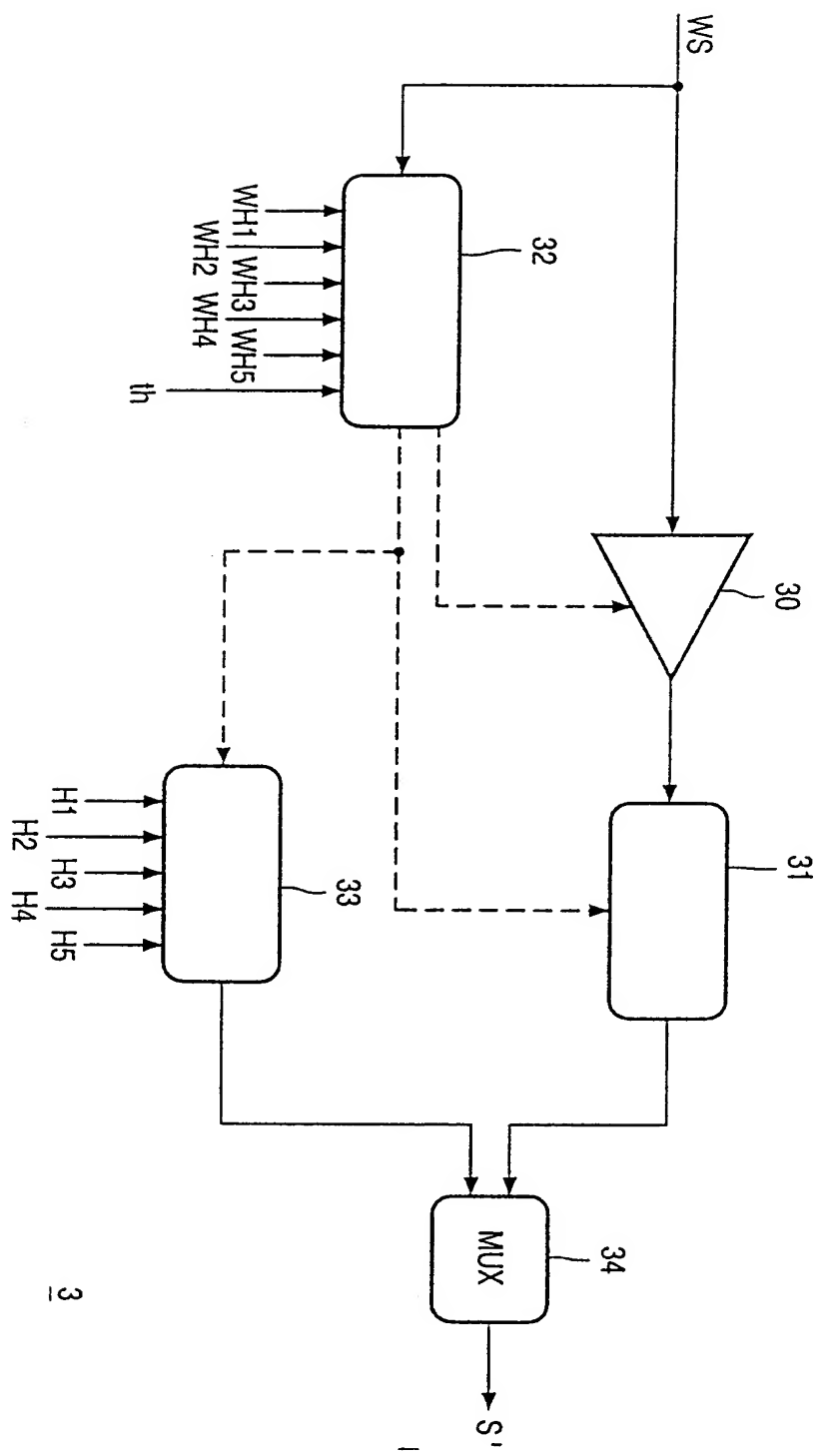
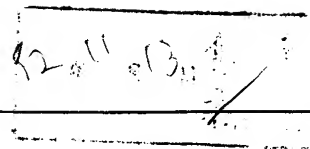


圖 5



## 五、發明說明 ( 14 )

## 圖式元件符號說明

- |    |          |
|----|----------|
| 1  | 發射器      |
| 3  | 接收器      |
| 10 | 封包緩衝器    |
| 11 | 通道編碼器    |
| 12 | 開始碼偵測器   |
| 13 | 偽雜訊字組產生器 |
| 14 | 多工器      |
| 15 | 儲存媒體     |
| 30 | 封包緩衝器    |
| 31 | 通道解碼器    |
| 32 | 開始碼偵測器   |
| 33 | 開始碼產生器   |
| 34 | 多工器      |

裝

訂

線